Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

# l'antenna

NUMERO 1

Anno XXI - Gennaio 1949

LIRE DUECENTO

# AR 48 NOVA

P7

P8

PELLEGRI

## IN LINEA CON I TEMPI

Ricevitori di dimensioni medie-piccole a 5 valvole, ad onde medie (5L1) e ad onde corte e medie (5L2) mobile in due toni di radica. Altoparlante VOCEDORO. Alnico 5 di 165 m/m. Trasformatore di adattamento 110-220 volt. Ampio frontale in cellon con scala ed altoparlanti incorporati. Accoppia a caratteristiche tecniche di primissimo ordine, e sopratutto alla ormai famosa qualità di voce, un prezzo assai conveniente. Dimensioni 330x240x160. Peso chilogrammi 3,5.

AR 48 - 5 L 1 - 5 L 2 gli Apparecchi della NOVA di tipo economico ma di presentazione e qualità lussuose, e dalla voce ineguagliata.
Il crescente successo degli apparecchi NOVA deriva da un continuo processo di miglioramenti tecnici, da un sempre più severo collaudo, da una qualità di voce che giustifica in pieno il nome di VOCEDORO.

L'apparecchio AR 48 della NOVA è il modello 5 L 1 quì illustrato. Oltre a questi ricevitori abbiamo i modelli 5G5 - 5H5 e 5E5, tutti a 5 valvole e 5 gamme d'onda impieganti il famoso gruppo P1.

**MILANO**
**PIAZZALE CADORNA, 11**
**Telefono 12.284**

**NUMERO 1** **GENNAIO 1949**

# l'antenna

**RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA**

XXI ANNO DI PUBBLICAZIONE



## SOMMARIO

pag.



Direzione, Redazione, Amministrazione ed Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 72-908
CONTO CORRENTE POSTALE 3/24227 - CCE CCI 225.438

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 200**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2000 più 60** (3 % imposta generale sull'entrata); estera **L. 4000 + 120.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnica scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

# sulle onde della radio

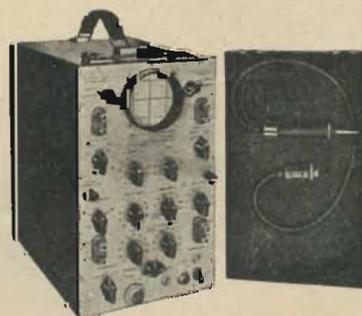
## La televisione: come la tecnica moderna risolve il problema della visione a distanza.

Nel 1939 l'Italia poteva andare orgogliosa per le realizzazioni ottenute nel campo televisivo; infatti a Roma e a Milano erano in funzione due stazioni trasmittenti dalle quali venivano radiate scene riprese da appositi teatrini, proiezioni di film sonori etc. Purtroppo nel 1940 la guerra che è sinonimo di distruzione venne a falciare anche questa nobile attività. Il 7 aprile 1948 si costituì in Milano il « Comitato Nazionale Tecnico di Televisione » (C.N.T.T.) col preciso scopo di promuovere l'avvento e la rapida diffusione pratica della Televisione in Italia. Non è quindi fuori di luogo informare a grandi linee il pubblico profano sullo svolgimento del processo televisivo.

I problemi essenziali da risolvere sono due: 1) Riguarda la trasmissione: trasformazione dell'immagine da trasmettere da impulsi luminosi in impulsi radioelettrici; 2) Riguarda la ricezione: trasformazione (inversa della precedente) degli impulsi elettrici in impulsi luminosi, che ricompongono l'immagine sullo schermo del tubo a raggi catodici ricevente.

Per ottenere la prima trasformazione si procede come segue:

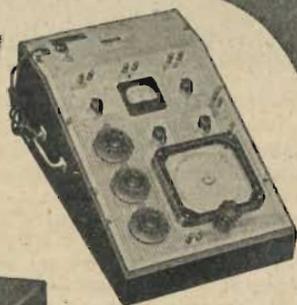
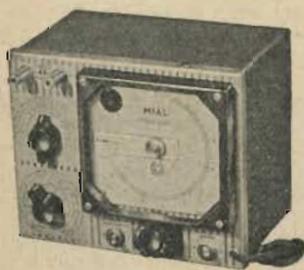
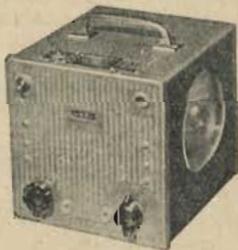
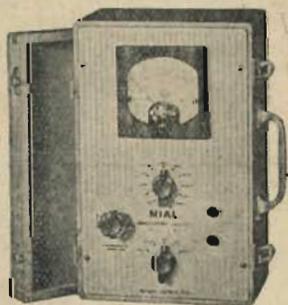
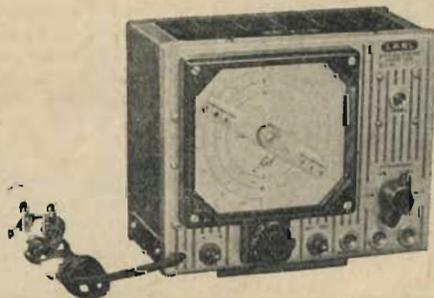
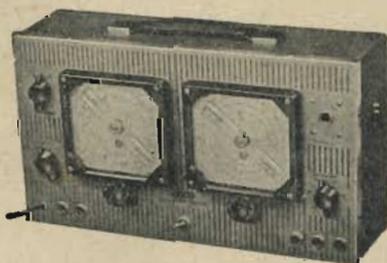
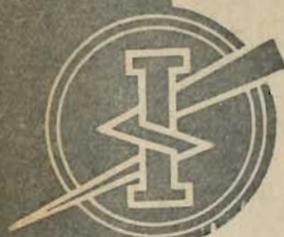
La scena in movimento viene ripresa dalla *telecamera* consistente in un apparecchio dall'aspetto simile a quello di una macchina da presa cinematografica (contenente un sistema ottico di lenti, uno specialissimo tubo a raggi catodici a *iconoscopio* generatore degli impulsi elettrici, un preamplificatore per la preventiva amplificazione dei detti impulsi) montato sopra una base mobile su ruote suscettibile di assumere tutte le posizioni necessarie per seguire gli spostamenti degli oggetti in movimento. L'immagine viene dunque proiettata, fortemente illuminata, dal sistema ottico sopra un particolare elettrodo dell'iconoscopio, il così detto *mosaico* consistente in un agglomerato di un numero grandissimo di grani fotosensibili isolati tra loro e capaci, come le cellule fotoelettriche, di emettere elettroni sotto l'azione della luce; il mosaico illuminato in seguito alla perdita di cariche negative (elettroni) assume una carica positiva, di valore proporzionale all'intensità di illuminazione in ogni punto rispetto ad un elettrodo collettore collegato colla massa nell'iconoscopio. A questo punto l'immagine viene esplorata secondo linee orizzontali e dall'alto in basso da un sottilissimo pennello elettronico costituito da un fascetto di raggi catodici generato dal riscaldamento elettrico del catodo dell'inoscopio. Per ottenere l'esplorazione è necessaro che il raggio elettronico scandente percorra delle linee orizzontali, in cui si suppone suddivida l'immagine del mosaico, da sinistra a destra e distanziate in senso verticale da intervalli così piccoli tale che l'immagine non appaia rigata all'occhio. Quando il raggio scandente partito all'angolo sinistro in alto del mosaico e seguendo le linee suddette è arrivato all'angolo destro in basso, ha compiuto un'intera esplorazione, ma questa deve essere ripetuta almeno 25 volte al secondo affinchè l'occhio non percepisca un dannoso *sfarfallio* (*flicker*); in tal modo ogni esplorazione completa viene effettuata in un tempo minore di quello di persistenza delle immagini sulla retina. Si è così condotti a considerare una *frequenza di linea* (il n. delle righe di analisi variabile a seconda del sistema da 441 a 500, 600, 1000, 1200 costituisce la definizione del sistema) e una *frequenza di quadro o di immagini* (25, 30, 50, 60 esplorazioni complete al secondo in funzione della frequenza della rete di alimentazione).

Per dimezzare la frequenza di quadro a parità di effetto fisiologico si usa esplorare prima le linee dispari, poi le pari, questo sistema è detto a *linee interlacciate*. Il pennello elettronico cede al mosaico parte dei suoi elettroni, che neutralizzano la carica positiva precedentemente accumulata, scaricando ogni singolo elemento fotosensibile; l'intensità della corrente di scarica essendo funzione dell'intensità locale luminosa, si perviene ad ottenere una corrente variabile coll'illuminazione; questa corrente generata dall'iconoscopio viene successivamente amplificata e costituisce il *segnale video o di analisi* che è il segnale utile agli effetti della visione col quale, unitamente ai segnali di sincronizzazione si modula la frequenza costante del trasmettitore. Si è così risolto il primo problema. La frequenza del segnale video è molto elevata e si calcola come segue: sia 600 il numero delle righe di analisi. 50 il numero delle immagini al secondo (freq. di quadro) essendo 4/3 il rapporto tra i lati del quadro, dovendosi esplorare un quadro a scacchiera costituita da quadratini bianchi e neri successivi si ha: frequenza video = $(60 \times 50 \times 4)/(2 \times 3)$ = 12 MHz ossia 12 milioni di cicli completi al secondo: quando si pensi che l'intera

SEDE: GENOVA - XX SETTEMBRE 31/9 - Telefono 52.271
FILIALE: MILANO - Via QUINTINO SELLA 2 - Telefono 89.178
MARANI - SIR - 48

# IREL

INDUSTRIE RADIO ELETTRICHE LIGURI

GENOVA

## STRUMENTI ELETTRONICI LAEL

Ponte d'impedenza mod. 650

Ponte RCL mod. 1246

Str[illegible]ux - mod. 148

Analizzatore mod. 542

Oscillatore mod. 145

Oscill. A. F. e B. F. mod. 1146

Oscillografo mod. 448

SEDE: GENOVA - XX SETTEMBRE 31/9 - Telefono 52.271

FILIALE: MILANO - Via QUINTINO SELLA 2 - Telefono 89.178

*Alexandra Palace: alcune ballerine dinnanzi all'obiettivo della camera.*

gamma delle O.M. della radio diffusione circolare comprende circa 1 MHz si vede subito che anche usando un sistema di modulazione ad una sola banda occorre per una sola stazione trasmittente televisiva, una gamma passante di modulazione pari a 12 volte la gamma delle O.M., o se si vuole, a 12000000/9000 = 1335 la lunghezza di banda necessaria per la trasmissione di una stazione normale radio con modulazione di ampiezza a doppia banda (9 kHz).

Poichè la frequenza portante deve essere almeno 10 volte maggiore della frequenza di modulazione è evidente che si dovrà adottare per essa la frequenza di almeno 120 MHz, meglio se 200 MHz, equivalenti rispettivamente a 2,5 m e 1,5 m di lunghezza d'onda. Si è così introdotto nel campo delle onde metriche e decimetriche dove purtroppo i tubi trasmittenti per le loro piccole dimensioni (indispensabili per rendere minimo il tempo di transito degli elettroni) non sono atti a fornire grandi potenze, donde deriva la scarsa portata dei trasmettitori televisivi che nei casi più favorevoli può raggiungere i 25 km. Si ovvia a questo inconveniente coll'adozione di stazioni relais o coi collegamenti tra le città con *cavi coassiali* o con altri artifici comunque assai costosi e complessi.

Affinchè il pennello catodico esploratore dell'iconoscopio esegua le sue escursioni nel tempo e nel modo previsti è necessario che sia pilotato da un *segnale di deflessione orizzontale* (*o di linea*) e da *un segnale di deflessione verticale* (*o di quadro*) (detti *segnali di sincronizzazione per l'iconoscopio*) a forma di guizzi rettangolari che devono essere generati da appositi *oscillatori a denti di sega* di frequenze o durate opportune in seno ad un'apparecchiatura assai complessa costituente il così detto *generatore di segnali di sincronizzazione*. Questo provvede pure alla generazione dei *segnali di spegnimento* (blan) *orizzontali* e *verticali* che hanno lo scopo di sopprimere il raggio esploratore nei brevi intervalli di ritorno nel passaggio da una linea alla successiva o dalla fine al principio del quadro. I segnali di spegnimento sono analoghi a quelli di sincronizzazione, ma non sono più ampi e di maggior durata.

*Alexandra Palace: Miss Tasmine Bligh (a sinistra) e Miss Winifred Shotter, annunciatrici della Radio inglese. Miss Shotter è una nota attrice dello schermo e del teatro. Fu scelta dal Servizio della Televisione all'Alexandra Palace, attraverso una «dura» selezione che eliminò altri 600 concorrenti, sia uomini che donne.*

Il generatore di sincronizzazione deve provvedere anche alla formazione di *segnali di sincronizzazione e di spegnimento (pedestal) per il tubo ricevente (cinescopio)* analoghi a quelli per l'iconoscopio, ma di durate e ampiezze diverse. Il segnale video viene introdotto tra i guizzi di spegnimento e la sua ampiezza può raggiungere al max il 70% dell'ampiezza totale del segnale; il video è tutto compreso nella regione del bianco, mentre i segnali di sincronizzazione sovrapposti al pedestal sono tutti compresi nella regione del nero con ampiezza max del 30% della totale. L'insieme dei segnali sincronizzati orizzontale e verticale per il cinescopio costituisce il segnale *supersincrono;* l'insieme del pedestal e del supersincrono costituisce il *segnale Standard.*

Esistono due tipi di segnali Standard: *quello americano con modulazione video negativa* (ad un aumento di luminosità corrisponde una diminuzione della corrente portante) *e quello europeo con modulazione video positiva* (ad un aumento di luminosità corrisponde un aumento della corrente portante, essi differiscono fra loro per le diverse conformazioni, ma è da preferirsi lo standard americano per alcuni vantaggi che offre soprattutto nei riguardi della stabilità. In ogni caso conviene che la modulazione abbia sensi opposti per i segnali video e di sincronizzazione.

Il generatore di segnali di sincronizzazione provvede pure alla formazione di altri segnali correttori (*egualizzatori, correzione trapezia, ombra etc.*) sui quali non è possibile soffemarsi in questa sede.

Il secondo problema accennato in 2) è risolto dal *tubo ricevente* o *cinescopio* o *emiscopio* che non è altro che un grande tubo a raggi catodici del tipo comunemente usato in oscillografia provvisto di un catodo emittente, di alcuni elettrodi acceleratori, di una griglia cui viene applicato il segnale video, di 2 coppie di placchette derivatrici del raggio elettronico, di uno schermo che diviene fluorescente se colpito dal pennello elettronico inviato dal catodo, sul quale schermo si forma l'immagine ricevuta. Affinchè questa possa ricomporsi senza distorsioni è necessario che il raggio elettronico del cinescopio si muova in perfetto accordo col raggio elettronico dell'iconescopio in modo che i raggi occupino entrambi in un istante la identica posizione sul quadro: a ciò provvedono *i segnali di sincronizzazione orizzontale e verticale per il cinescopio* già menzionati e irradiati dall'antenna trasmittente.

La ricezione nel ricevitore televisivo avviene così: all'antenna del ricevitore sono presenti: i segnali radio normali, i segnali radio del canale audio che accompagna la visione, la portante modulata dal segnale standard comprensivo dei segnali video, di sincronizzazione e di spegnimento.

I segnali radio normali vengono subito separati dagli altri per mezzo del commutatore di programma del ricevitore e inviati in un comune complesso ricevente supereterodina fino all'altoparlante.

I segnali audio e video subiscono una prima amplificazione, poi i segnali audio vengono separati e inviati alla sezione audio normale fino all'altoparlante. Dopo successiva amplificazione, dopo l'eliminazione della portante attraverso il normale processo di supeteterodina, il segnale standard viene così scomposto: separazione dei segnali di spegnimento e video dei segnali di sincronizzazione, i primi vengono inviati alla griglia del cinescopio e ne modulano l'intensità del raggio elettronico in proporzione all'intensità del segnale ricevuto, producendo sullo schermo fluorescente un'illuminazione variabile con essa e quindi col chiaro scuro della scena trasmessa riproducendola esattamente. I segnali di sincronizzazione vengono separati tra loro e inviati agli *oscillatori bloccati* rispettivamente *orizzontale e verticale*, questi generano delle tensioni a denti di sega analoghi a quelli della deflessione per l'iconoscopio e in perfetto sincronismo con essi e costituiscono *i segnali di deflessione orizzontale e verticale per il cinescopio;* essi vengono inviati rispettivamente *alle placchette di deviazione orizzontale e alle placchette di deviazione verticale del cinescopio* (nei tipi di cinescopi elettromagnetici le placchette sono sostituite da bobine di deflessione) in tal modo il pennello elettronico del cinescopio è pilotato da destra a sinistra e dall'alto in basso ed è obbligato a descrivere un quadro su cui riproduce le linee orizzontali corrispondenti a quelle con cui si è analizzato l'immagine in trasmissione sul mosaico dell'iconoscopio; quando il raggio elettronico ha raggiunto l'estremo basso a destra del quadro, viene riportato dall'impulso di deviazione verticale in alto a sinistra e incomincia una nuova esplorazione del quadro; il ciclo si ripete con le stesse frequenze e le stesse modalità come in trasmissione. In tal modo la trasformazione degli impulsi elettrici in impulsi luminosi è realizzata e con essa anche la ricezione per televisione.

Sarebbe qui fuori luogo parlare dei perfezionamenti apportati all'iconoscopio (impiego di elettroni lenti nell'orticonoscopio, moltiplicazione elettronica etc.) o della televisione a colori col processo delle tricromie (occorre l'impiego simultaneo di 3 telecamere e la triplicazione di tutti gli organi della catena per la trasmissione); basti soltanto accennare che è già stato risolto il problema del *cinescopio da proiezione* cioè del tubo ricevente provvisto di

sistema di ingrandimento ottico tale che l'immagine ricevuta anzichè essere limitata allo schermo fluorescente del tubo ricevente, viene proiettata sopra uno schermo di grandi dimensioni analogo a quello del cinema, per la visione contemporanea da parte di molte persone in locali pubblici. In Italia si prevede che tale schermo assumerà le dimensioni di un quadrato di 3 metri di lato.

Si chiude questa rassegna a volo d'uccello formulando l'augurio che gli intendimenti del C.N.T.T. possano presto essere tradotti in realtà per modo che la patria di Guglielmo Marconi figuri in primo piano anche nella radio visione tanto strettamente connessa con la radioaudizione.

* * *

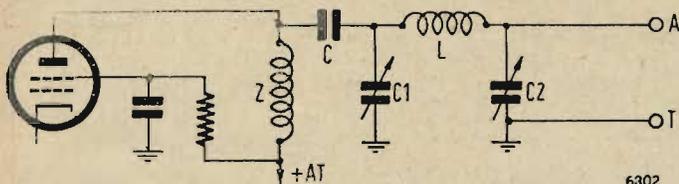
E' stato recentemente dimostrato che i germi infettivi possono essere veduti per mezzo della televisione. La B.B.C. di Londra ha cooperato col sig. Painlevé, Direttore dell'Istituto Francese della Pellicola Scientifica, in questo interessante esperimento che farà storia nella medicina.

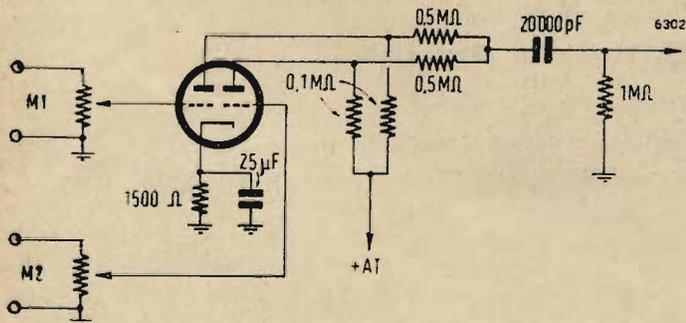
La vita che brulica in una sola goccia di acqua sporca venne fedelmente trasmessa agli spettatori dall'apparecchio fotografico televisivo. Il sig. Painlevé adoperò la medesima tecnica che ha applicato così felicemente nella produzione di pellicole scientifiche. L'esperimento formò parte del programma del Congresso della Pellicola Scientifica di recente adunato a Londra.

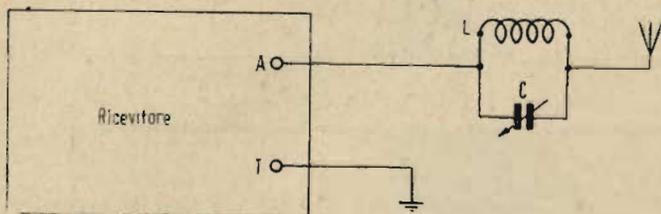
Il Congresso è sotto gli auspici di UNESCO, e vi partecipano i delegati di 22 nazioni, ed un osservatore dell'Unione Sovietica. Essi studiano il mezzo per fare più ampio uso della pellicola nelle ricerche scientifiche, nella medicina, e nella chirurgia. Viene anche esaminata la sua applicazione nell'insegnamento delle scienze e della medicina nelle scuole e nelle università. Può darsi che venga fondata un biblioteca internazionale di pellicole a vantaggio degli scienziati di tutto il mondo.

## consigli utili

### IL CIRCUITO COLLINS

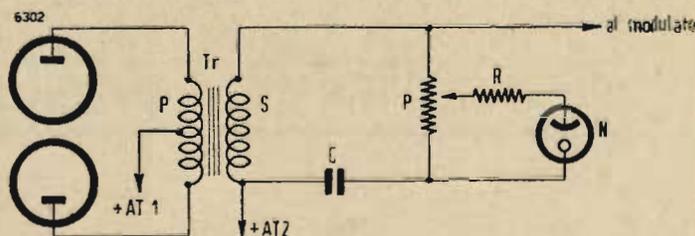
Ecco come può venir realizzato il circuito *Collins* (alias pi-greco). L'alimentazione anodica viene effettuata in parallelo mediante una impedenza *Z*. Il condensatore *C* ha la funzione di bloccare la tensione di alimentazione, *C1* è il condensatore di accordo, *C2* quello di carico, *L* è l'induttanza. Collegato l'aereo in *A* o la linea di alimentazione fra *A* e *T*, tenendo *C2* tutto chiuso si ruoterà *C1* per trovare il *dip*. Se la corrente anodica è inferiore a quella prescritta, si aprirà *C2*; si dovrà ripetere la ricerca del *dip* mediante *C1* e controllare la corrente anodica. Ove quest'ultima avesse raggiunto il valore richiesto, l'accordo sarà ottenuto; in caso contrario si procederà sempre allo stesso modo sino a raggiungere il carico desiderato. Con questo circuito si possono accoppiare sistemi radianti con valori di impedenza compresi fra circa 25 e 1000 ohm; praticamente dalla *ground-plane* alla presa calcolata.

### UN « MIXER »

Quando si vogliono miscelare due microfoni (o un microfono col pick-up o con la radio) è consigliabile l'uso di un *mixer* (miscelatore) che consente di dosare le diverse entrate senza che la regolazione di una abbia influenza sull'altra. Tutti i dati relativi alla realizzazione di un circuito miscelatore sono indicati nello schema riportato; il *mixer* può essere montato in sostituzione della solita preamplificatrice microfonica.

### TARATURA DI BOBINE

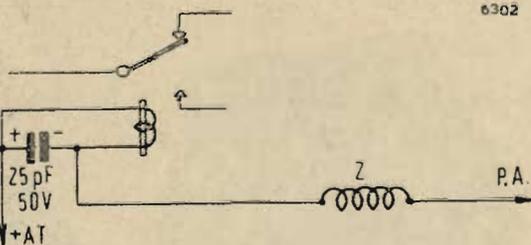
Prima di collegare in circuito una induttanza è sempre conveniente controllare, almeno grosso modo, se le caratteristiche rispondono. Chi non dispone di strumenti può effettuare il collegamento indicato in figura usufruendo di un ricevitore. La bobina incognita

*L* viene disposta in serie all'antenna e viene derivata mediante una capacità corrispondente a quella che verrà effettivamente usata. Ruotando *C* e la sintonia del ricevitore si avrà un punto per ciascuna posizione di *C* in corrispondenza del quale la ricezione subirà un notevole affievolimento. Infatti quando la frequenza di risonanza del circuito oscillante *LC* coincide con la frequenza sulla quale è accordato il ricevitore, l'impedenza di detto circuito diviene assai elevata e quindi la ricezione si affievolisce.

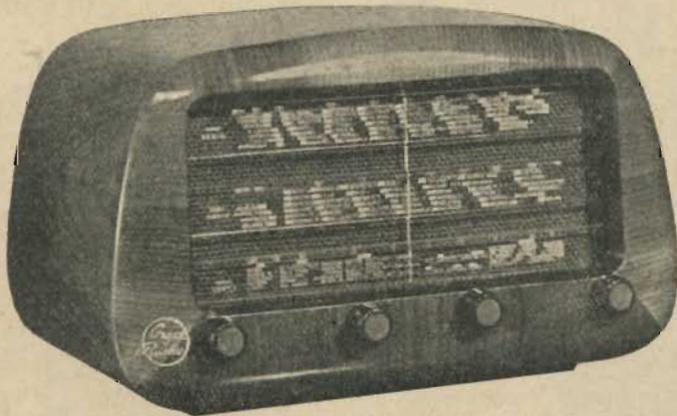
### UN INDICATORE DI SOVRAMODULAZIONE

Con molta semplicità è possibile realizzare un indicatore di sovramodulazione che è molto conveniente, in quanto permette di non sovramodulare il proprio trasmettitore eliminando gli inconvenienti relativi.

Sul secondario del trasformatore di modulazione *Tr* si dispone tramite un condensatore di blocco *C*, un partitore di tensione che nel nostro caso è costituito da un potenziometro di circa 2 Mohm. Sul cursore è collegata attraverso una resistenza *R* una lampadina al neon *N*; il cursore viene regolato in maniera tale che si abbia l'innesco della lampadina quando la tensione agli estremi di *Tr* raggiunge un valore tale da essere molto prossima alla sovramodulazione. Si tenga presente che la tensione di innesco di queste lampadine è di circa 75-80 V. La resistenza *R* in alcuni casi è già contenuta nello zoccolo della lampadina: il suo valore verrà scelto in modo da aversi una giusta luminosità di *N* e si aggirerà sui 150-200 kohm.

### COLLEGAMENTO DEI RELE'

I relè a 6 o 12 V di medie dimensioni scattano con corrente da 40 o 50 mA e sopportano senza deteriorarsi sino a 100 mA.

E' comodo disporre detti relè in serie alla tensione anodica del

*PA* o sul catodo del medesimo; è necessario collegare però in parallelo una cartuccia da 25 μF, 50 V.L. che facilita il passaggio delle frequenze di modulazione ed evita che il relè « canti », cioè vibri secondo l'andamento della modulazione.

Si rispettino le polarità dell'elettrolitico.



## ABBONAMENTI PER IL 1949

**CONTO CORRENTE POSTALE N. 3/24227**

L'abbonamento per l'anno 1949, il ventunesimo di vita della Rivista, è stato fissato in

**L. 2000 più 60 (i. g. e.) - Estero il doppio**

Si rammenta che, per i nuovi abbonati, l'abbonamento ha inizio esclusivamente con il 1 gennaio 1949. Se effettuato dopo tale data dà diritto a ricevere i fascicoli arretrati, a partire da quello di gennaio, semprechè gli stessi non siano nel frattempo esauriti.

Per la rimessa inviare vaglia oppure valersi del conto corrente postale N. 3 24227 intestato alla

**Soc. Editrice IL ROSTRO - Milano - Via Senato, 24**

**Ricordiamo agli abbonati il cui abbonamento è scaduto con questo numero, che ad evitare interruzioni nell'invio della Rivista, è opportuno provvedere sollecitamente al rinnovo.**

Fra i vantaggi dell'abbonato, tener presente: lo sconto del 10 per cento su tutte le Edizioni tecniche della Editrice "IL ROSTRO", condizioni speciali per l'assistenza tecnica, il risparmio sul prezzo di copertina.

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

# CRITERI DI PROGETTO DI UN RICEVITORE NAZIONALE

di GIUSEPPE TERMINI

*I problemi che s'incontrano in sede di progetto di un ricevitore popolare, atto cioè a ricevere le stazioni delle due reti in qualunque zona del territorio nazionale, sono di natura elettrica e meccanica e determinano, con quelli inerenti alla presentazione, la costituzione effettiva del ricevitore stesso. Lo studio che segue precisa i problemi di natura elettrica e definisce i valori numerici dei fattori di funzionamento.*

## IMPOSTAZIONE DELLO STUDIO SULLA STRUTTURA DI UN RICEVITORE ECONOMICO.

Prima di trattare in dettaglio della struttura di un ricevitore economico è necessario precisarne gli elementi distintivi. Questi sono di carattere tecnico e commerciale e si riferiscono, i primi, alla possibilità offerta dai campi elettromagnetici nazionali diurni e, gli altri, al costo e alla presentazione del ricevitore. Occorre anzitutto che la sensibilità del ricevitore sia stabilita in relazione alla potenza e alla distribuzione delle stazioni trasmittenti nell'area del territorio nazionale. In secondo luogo è necessario che l'indice di sensibilità, così determinato, sia completato dall'indice di selettività, elemento questo che è da considerare nel quadro dell'attuale distribuzione dei canali di frequenze affidate alle diverse nazioni del continente. Si comprende infatti la necessità di evitare le interferenze dei campi elettromagnetici prodotti dalle stazioni estere con quelle delle stazioni nazionali, in quanto ad esse seguono sibili e tremolii tali da pregiudicare la ricezione. Vi è poi da considerare la potenza di uscita, la fedeltà, la stabilità ed anche l'importo del rumore di fondo e la facilità di manovra e d'interpretazione dell'indicazione nominativa della stazione ricevuta. Occorre infine rilevare la necessità che le soluzioni relative agli elementi precisati e dalle quali derivano altrettanti problemi elettrici e meccanici, devono essere caratterizzati da semplicità funzionale e realizzativa. Nell'esposto che segue si dirà delle soluzioni relative agli elementi elettrici.

## DETERMINAZIONE DELLA STRUTTURA ELETTRICA DEL RICEVITORE.

Lo scopo di un ricevitore economico è quello di consentire l'ascolto delle stazioni più vicine in qualunque punto del territorio nazionale. Segue da ciò una precisazione sugli elementi determinanti la struttura elettrica. Essi sono in numero di sei in quanto si riferiscono:

1) al valore minimo d'intensità del campo elettromagnetico diurno esistente sul territorio nazionale;

2) alle caratteristiche delle onde di trasmissione che impongono un fattore di selettività;

3) al valore della potenza uscente;

4) alla fedeltà;

5) al rapporto segnale/rumore;

6) alla stabilità e alla facilità di manovra.

Riguardo all'intensità del campo elettromagnetico, di cui è necessario riferirsi al valore minimo diurno, si hanno precise indicazioni pratiche alle quali è necessario riferirsi e che possono così riassumersi:

Il numero complessivo delle stazioni attualmente in funzione (ottobre 1948) è di ventotto, suddivise in due reti a programma unico, di tredici stazioni ciascuna. Le stazioni autonome sono due: Trieste (1140 kHz; 263,2 mt) e Radio Sardegna (536 kHz; 559,7 mt). Le regioni provviste di una stazione per ogni rete sono: il Piemonte, la Lombardia, l'Emilia, la Campania, la Toscana, il Lazio, le Puglie e la Sicilia. Le regioni in cui vi sono tre o più stazioni a carattere regionale e locale sono: il Veneto (Venezia I e II, Verona, Udine) e la Liguria (Genova I e II e S. Remo). Due regioni, le Marche e la Sardegna hanno un solo trasmettitore, mentre cinque regioni, e cioè, la Calabria, la Lucania, il Molise, gli Abruzzi e l'Umbria sono sprovviste di stazioni trasmittenti. La distribuzione del campo elettromagnetico diurno ha carattere sufficientemente uniforme nelle regioni settentrionali, mentre in quelle centro-meridionali segue necessariamente l'andamento della dorsale appenninica. L'intensità del campo elettromagnetico è intorno a 1 mV/mt nella zona di servizio della portata diurna delle stazioni trasmittenti, quale può essere cioè considerata per il 70% del territorio nazionale. Nelle regioni sprovviste di stazioni si hanno intensità considerevolmente diverse in quanto sono legate alle caratteristiche geo-fisiche della zona. In generale è da ritenere per esse un valore medio intorno a 0,1 mV/mt.

Tutto ciò è da tener presente nel caso di un ricevitore economico che voglia essere costruito su scala nazionale. A questi indici di intensità occorre anche aggiungere quelli di selettività che sono legati, come è ovvio, alle caratteristiche delle trasmissioni stesse. Queste che seguono le decisioni approvate da apposite Convenzioni internazionali, devono essere tenute presenti nel dimensionamento degli organi selettivi. A questo fattore compete infatti un valore numerico rappresentato dall'attenuazione esplicata dagli organi selettivi in precisate condizioni di dissintonia. Occorre ora osservare che nei moderni sistemi riceventi a carattere anche economico, quale è quello in questione, la selettività imposta dalla distribuzione delle stazioni trasmittenti, può essere difficilmente ottenuta con mezzi non complicati, se non si ricorre al cambiamento delle frequenze portanti. Nel caso, infatti, che ad un segnale di 500 mt (600 kHz) si sovrapponga un segnale intruso, ad esempio di 610 kHz e che alla frequenza intermedia si dia un valore di 300 kHz, si avrebbe in esso anche l'intruso, la cui frequenza risulta ora essere di 290 kHz. Ciò perchè la frequenza di funzionamento del generatore locale verrebbe ad essere di 600 + 300 = 900 kHz, cui corrisponde appunto per l'intruso una frequenza di conversione di 900 — 610 = 290 kHz. Segue subito che lo scarto assoluto che era di 10 kHz all'entrata dell'organo di variazione delle frequenze portanti, in cui vi è anche uno scarto relativo di 1/60, rimane ancora di 10 kHz nei circuiti a frequenza intermedia, mentre lo scarto relativo aumenta ad 1/30, rendendo più agevole la sua eliminazione. Di ciò si deve appunto tener conto in sede di definizione della struttura del ricevitore, di cui occorre precisare tra i dati di sviluppo del progetto anche l'indice di selettività. Questi può essere definito in pratica dal rapporto fra l'ampiezza del segnale ad una determinata frequenza differente da quella di accordo e l'ampiezza alla frequenza di accordo, occorrenti per ottenere un'uscita costante, fissata in 50 mW, per ovvie ragioni di confronto. Nel caso di una struttura a cambiamento di frequenza l'indice di selettività è determinato dall'insieme degli organi selettivi e quindi: nelle onde medie, anche da quelli del circuito accoppiato al collettore d'onda, pur essendo preponderante il contributo apportato dai circuiti a frequenza intermedia.

Per le onde corte l'attenuazione esplicata dal circuito di entrata del ricevitore sulle frequenze prossime a quella di sintonia è invece assai scarsa, ciò che individua la selettività complessiva dell'apparecchio con quella dei soli circuiti a frequenza intermedia. Ora, nell'apparecchio in questione ha notevole importanza il comportamento dell'insieme nel campo delle onde medie e ciò a prescindere dall'opportunità o meno di estendere il campo di ricezione anche alle onde corte. La selettività è pertanto da definire in rapporto alla frequenza incidente e non a quella della sola frequenza intermedia. L'attenuazione affidata all'insieme degli organi selettivi dev'essere in ogni caso superiore a 100, in rapporto di tensione, ciò che corrisponde a 40 dB, per una dissintonia di ± 10 kHz. Un dato preciso di calcolo può essere quello di 45 dB

(rapporto di tensione = ∼ 200), sempre per ± 10 kHz dalla sintonia.

Nel caso, ormai definito, che il ricevitore sia del tipo a cambiamento di frequenza, la selettività rispetto al segnale ricevuto richiede di essere completata dalla selettività rispetto alla frequenza immagine. A questa compete una frequenza $f'$ che differisce dalla frequenza di accordo $f$ del circuito selettore del doppio della frequenza intermedia. A tale inconveniente si ovvia:

*a)* dando alla frequenza intermedia un valore opportunamente scelto in relazione al campo di frequenza che si vuol ricevere, in modo che la frequenza immagine, $f'$, venga esclusa dal campo d'onda che si vuol ricevere;

*b)* ricorrendo ad un circuito di entrata di selettività sufficiente ad assicurare una sensibilità nulla per la frequenza immagine.

A questi metodi si ricorre infatti normalmente in pratica. Il comportamento di essi può essere espresso ancora in rapporto di tensione o di dB, ciò che ha il medesimo significato. E' infatti praticamente richiesto un rapporto fra la tensione di accordo del circuito d'ingresso e la frequenza immagine non inferiore a 100 (40 dB).

Dagli indici di sensibilità e di selettività, in cui si tien conto, come si è visto, della potenza e della distribuzione delle stazioni trasmittenti nazionali, nonchè del comportamento del ricevitore in relazione all'insieme delle trasmissioni continentali, occorre ora passare a trattare del valore della potenza acustica uscente. L'importanza di tale fattore è notevole in quanto porta a decidere sulla possibilità o meno di ricorrere alla connessione diretta con le reti di distribuzione dell'energia elettrica, in cui si raggiungono anche delle tensioni di 110 V. Deduzioni teoriche e pratiche precisano infatti l'opportunità che la potenza acustica disponibile sulla bobina mobile non sia inferiore, in ogni caso, ad almeno 1 W e che, per apparecchi destinati alle radioaudizioni domestiche, è conveniente che tale valore sia sensibilmente superato. I tubi ai quali si può affidare l'amplificazione di potenza nei ricevitori del genere, dànno una potenza intorno a 1,3 W quando si applica all'anodo e alla griglia schermo, una tensione di 100 V, quale cioè è possibile ottenere connettendo direttamente il ricevitore ad una tensione di 110 V. Se a tale potenza uscente dall'anodo si congloba il rendimento del trasformatore interposto tra l'anodo e la bobina mobile del riproduttore che, dati prudenziali, in relazione alla potenza in giuoco, consentono di considerare intorno al 75%, si vede che la potenza modulata disponibile sulla bobina mobile, risulta compresa intorno ad 1 W. In pratica, come già si è detto, è opportuno ottenere una potenza di uscita sensibilmente superiore, sia per ragioni pratiche di utilizzazione e sia per tener presente le scarse dimensioni degli schermi acustici attuabili per apparecchi del genere, fatto questo che peggiora il rendimento del riproduttore stesso su una parte delle frequenze acustiche. Risulta pertanto conveniente ottenere sulla bobina mobile una potenza modulata non inferiore al doppio del valore minimo ammissibile, ciò che porta tale potenza al valore di 2 W. Seguono a questo fattore quelli riguardanti la fedeltà, il rapporto segnale/rumore, la stabilità di funzionamento e la facilità di manovra. Circa la fedeltà il problema non si presenta in termini particolarmente complessi, perchè essa è legata ai fattori caratteristici dell'onda di trasmissione, sottoposti alle note limitazioni di estensione del canale acustico e di compressione della dinamica. Il problema della fedeltà è, come sempre, da connettere al comportamento acustico del mobile, necessariamente non di qualità in questi apparecchi in considerazione alle limitate dimensioni d'ingombro. Di ciò occorre tener conto ricorrendo a mezzi elettrici per correggere il comportamento acustico di esso, fatto questo che non richiede, come si potrà dimostrare più avanti, disposizioni circuitali particolarmente complesse. In sede d'impostazione del progetto è necessario dare un significato numerico a questo fattore: esso può essere espresso dai limiti della variazione consentita alla curva di responso entro un determinato campo di frequenze. In pratica è necessario che questa variazione sia contenuta entro ± 5 dB per un campo di frequenze comprese fra 200 e 4000 Hz. Altre considerazioni delle quali si potrà dire in altra sede, potranno precisare meglio l'andamento di questa curva in relazione all'attenuazione ottenuta al disotto di 200 Hz, che è, ad esempio, da attuare con andamento assai ripido nel caso che il comportamento del filtro di livellamento sia tale da immettere nel riproduttore stesso una componente uguale alla frequenza della rete o al doppio di essa.

Un altro elemento che concorre a definire la cifra di merito del ricevitore è rappresentato dal livello del rumore di fondo esistente all'uscita di esso.

Le cause di tale rumore sono molteplici e comprendono l'agitazione termica degli elettroni nei circuiti esterni e il rumore prodotto dai tubi (tra i quali è preponderante quello dello stadio variatore di frequenza), sia per discontinuità dell'emissione elettronica, sia per disuniformità statistica di distribuzione degli elettroni tra le superfici degli elettrodi e sia, infine, per effetto mitraglia o disuniformità di captazione degli elettroni da parte dell'anodo.

Per tutte queste cause, alle quali nel caso di tubi provvisti di riscaldatore del catodo connesso ad una tensione alternativa, è da aggiungere quelle dovute alle induzioni elettrostatiche ed elettromagnetiche prodotte dal riscaldatore stesso, solo una frazione della grandezza uscente dal ricevitore corrisponde alla modulante dell'onda di trasmissione. Il rapporto ammissibile fra tale frazione e quella che compete all'insieme delle cause suddette, globalmente definite con « rumore di fondo », ha un significato di notevole importanza, perchè rappresenta un elemento indispensabile d'illustrazione degli indici di sensibilità, ai quali apporta un significato univoco di interpretazione. In pratica questo rapporto, espresso in termini di potenza, è bene non sia inferiore a $10^4$, ciò che corrisponde ad un'attenuazione di — 40 dB, rispetto ad una potenza di uscita di 0,7 W.

Per quanto riguarda la stabilità di funzionamento non sono da prendere in considerazione degli accorgimenti particolari, specie per il fatto che il funzionamento di un complesso del genere è particolarmente indirizzato alle onde medie. Questo fattore non può però essere totalmente ignorato sia in sede di determinazione della struttura e dei valori dei singoli elementi e sia nella ricerca della sistemazione delle parti e delle connessioni sul piano del telaio. In particolare si deve prendere in considerazione il funzionamento dello stadio variatore di frequenza e l'azione che su di esso può esercitare la variazione della tensione addizionale di polarizzazione.

Infine vi è da considerare la facilità d'impiego, fattore questo in cui si comprende anche l'interpretazione nominativa della stazione ricevuta. Anche da questo punto di vista, il ricevitore a cambiamento di frequenza, quale è attualmente attuato, ha indubbi pregi sul ricevitore ad amplificazione diretta in cui per avere una selettività adeguata, entro un'intera gamma, è necessario effettuare separatamente una regolazione dell'effetto retroattivo.

Si può ora riassumere le considerazioni e le precisazioni numeriche stabilite in sede d'impostazione del calcolo e che sono:

1) struttura generica del ricevitore: a cambiamento di frequenza;

2) intensità minima del campo elettromagnetico: 0,1 mV/mt;

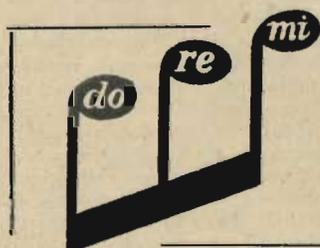
3) massima potenza di uscita corrispondente a tale intensità: 2 W;

4) selettività rispetto alla frequenza incidente uguale a 200 in rapporto di tensione (∼ 45 dB), per una dissintonia di ± 10 kHz;

5) selettività rispetto alla frequenza immagine, espressa in rapporto di tensione, uguale a 100 (40 dB);

6) variazioni delle curve complessive di responso, comprese fra ± 5 dB per un campo di frequenza distribuito fra 200 e 4000 Hz;

7) rapporto fra la potenza spettante alla modulante e quella del rumore di fondo, di — 40 dB, per una potenza di uscita di 0,7 W;

8) duplice indicazione nominativa simultanea della stazione ricevuta e della rete alla quale essa appartiene. *

# SVILUPPI NEI CIRCUITI RADIO-RICEVENTI PER ONDE ULTRA CORTE

di A. van WEEL

*per gentile concessione da PHILIPS RESEARCH REPORTS a cura di Raoul Biancheri*

1) *Introduzione.*

Tutti i circuiti descritti in questo articolo sono basati sulla possibilità di collegare gli elettrodi di due valvole a due circuiti accordati con un altro circuito accordato di uno stadio push-pull o parallelo. Questo principio può essere meglio compreso dall'esempio riprodotto nella figura 1 dove le valvole usate sono costituite da due diodi e dove sia escluso qualsiasi accoppiamento fra $L_1$ e $L_2$. Se la simmetria di detto circuito sarà rigorosamente rispettata gli accordi dei due circuiti oscillanti non reagiranno fra loro. Questo principio è di somma importanza negli stadi mescolatori per frequenze superiori a 100 MHz ($\lambda$ = 3 m) indipendentemente dall'uso di diodi o di triodi quali tubi mescolatori. In questo campo di frequenze si ha grande vantaggio nell'uso di stadi push-pull quale piccola capacità d'ingresso, elevata resistenza dovuta ai brevi collegamenti di griglia ed un semplice accoppiamento con un'antenna simmetrica.

Negli stadi mescolatori classici per frequenze minori di 100 MHz il segnale in arrivo ed il segnale locale sono immessi nella valvola tramite elettrodi separati, mentre per stadi mescolatori per frequenze maggiori di 100 MHz il segnale locale ed il segnale in arrivo sono immessi sullo stesso elettrodo del tubo mescolatore. Inoltre per frequenze elevate il valore della media frequenza diventa un'entità molto piccola rispetto alle due frequenze interferenti.

Per un buon rendimento di conversione per onde ultra corte necessiterebbe avere una elevata tensione a radiofrequenza, dato che a causa delle capacità della valvola l'impedenza su cui viene chiusa la tensione dell'oscillatore locale è molto bassa con conseguente caduta di tensione, risulta da ciò che per soddisfare la succennata condizione si dovrà accordare l'ingresso del tubo sulla frequenza locale. L'ingresso dovrà pure essere accordato sulla frequenza in arrivo, è quindi evidente che il valore della frequenza intermedia diventi una piccola differenza.

Applicando il principio ora illustrato si vengono a conciliare convenientemente i requisiti accennati, se si usa il segnale in arrivo viene captato in push-pull e l'oscillatore locale accoppiato con circuito asimmetrico o viceversa. Il caso dell'antenna accoppiata allo stadio push-pull è il più importante, sebbene in certe circostanze il secondo montaggio offra esso pure dei vantaggi.

2) *Mescolazione a diodo.*

In uno stadio mescolatore a diodo si vengono ad avere non meno di tre differenti circuiti accordati rispettivamente a tre frequenze distinte e questo per poter prelevare la componente a media-frequenza. La separazione della freqùenza intermedia dalle altre due frequenze di natura assai diversa riesce cosa abbastanza facile con l'uso di piccole capacità e con bobine di blocco.

La figura 2 rappresenta un circuito di mescolazione in cui un sistema di fili paralleli è collegato agli anodi dei due diodi mentre i due catodi sono collegati in parallelo. Il sistema a fili paralleli è accordato col segnale in arrivo tramite il ponticello di corto $AA'$ mentre il circuito di antenna è collegato in presa ($CC'$).

Il circuito asimmetrico consiste nel collegamento in parallelo di entrambi i fili tramite la sbarra fissa di corto circuito ($BB'$) e i diodi, nell'impedenza del diodo collegata in parallelo e di una impedenza $Z$ che può essere del tipo di $Z$ verso massa o una parte di sistema asimmetrico a linee.

Variando $Z$ il circuito asimmetrico può essere accordato sulla frequenza dell'oscillatore locale; la tensione a questa frequenza può essere indotta in questo circuito accoppiandolo con il circuito dell'oscillatore locale. Il circuito di figura 2 risponde egregiamente ai requisiti relativi all'accordo dello stadio su due diverse frequenze ma non soddisfa il requisito di non irradiare la tensione a frequenza locale e questo è provato dalla forte tensione a frequenza locale che può misurarsi sulle linee parallele e sull'antenna stessa, a questo svantaggio viene ad aggiungersi quello conseguente e cioè che essendovi tensione a radiofrequenza fra antenna e terra questo circuito viene a far parte del generatore locale e qualsiasi variazione di impedenza che si determini sull'antenna viene a riflettersi sul generatore il quale varierà la sua frequenza, cosa poco desiderabile e quindi da evitarsi.

3) *Bloccaggio della tensione a frequenza locale.*

Il modo più semplice per evitare che la tensione a frequenza locale venga indotta sull'antenna è quello di accoppiare l'antenna in modo induttivo in un circuito d'ingresso bilanciato (ved. fig. 3). Rispettando una buona simmetria tra terra e antenna non esisterà traccia di tensione a frequenza locale. In pratica però questo circuito non sempre è realizzabile. Una seconda maniera atta ad ovviare a questo fenomeno è quello di inserire fra ricevitore e antenna un filtro che blocchi la tensione asimmetrica a frequenza locale non influenzi la frequenza del segnale del push-pull.

Questo sistema può essere realizzato secondo lo schema di fig. 4. Si consideri dapprima questo circuito come un filtro della tensione asimmetrica; per esempio con due fili collegati in parallelo direttamente (ved. fig. 5).

Questo circuito formerà quindi un circuito accordato in parallelo il quale dovrà essere accordato sulla frequenza dell'oscillatore locale:

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{{}^1/_2\, L_1 \cdot 2\, C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_1\, C_1}} \tag{1}$$

Non essendoci tensione asimmetrica a frequenza locale a capi di $C_2$ esso al presente si può trascurare ma l'induttanza $L_2$ dovrà

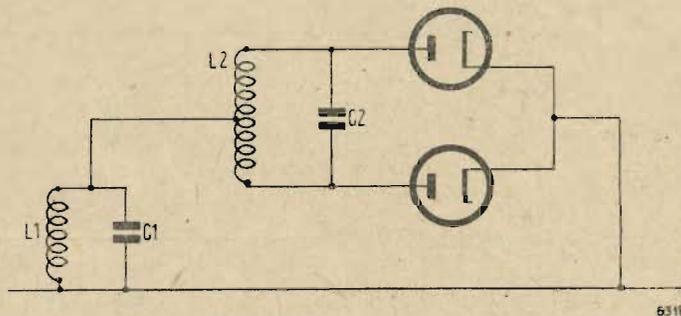



Fig. 1. - *Due diodi collegati ad un circuito asimmetrico* ($L_1$, $C_1$) *e ad un circuito push-pull* ($L_2$, $C_2$).

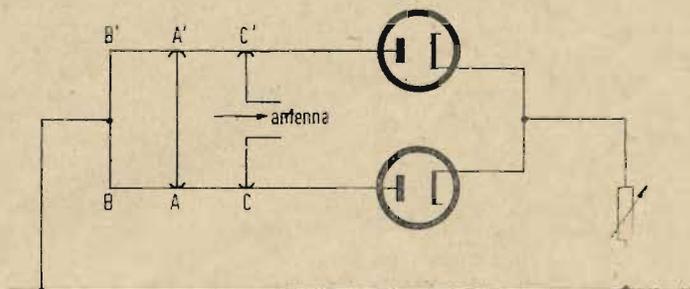



Fig. 2. - *Convertitore a diodo in push-pull con tensione dell'oscillatore asimmetrica.*

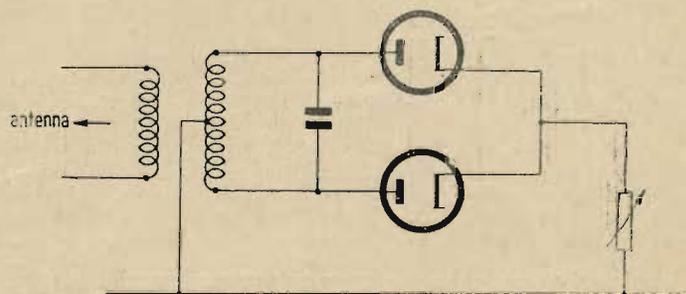



Fig. 3. - *Convertitore a diodo in push-pull con accoppiamento d'antenna induttivo.*

essere presa in considerazione perchè il suo centro è collegato a terra tramite il condensatore $C_3$. Dato che l'avvolgimento $L_2$ non sarà mai interamente accoppiato alla seconda metà si avrà quindi un'induttanza dispersa $L'_2$ accordando $C_3$ con $L'_2$ ad una ω oscill. si avrà un'efficace filtro di blocco per la tensione della frequenza locale.

Il secondo requisito di questo circuito era che questo filtro non doveva influenzare il trasferimento della tensione simmetrica. Per soddisfare questo requisito si userà la ben nota proprietà del filtro a traliccio disposto da un lato con: $Z_0 = \sqrt{L_1/C_1}$ la stessa impedenza sarà misurata dall'altro lato. Disponendo $Z_0 = Z_{ant}$ si avrà

$$Z_{ant} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \qquad (2)$$

e questo filtro non influenzerà il segnale in arrivo. Dalle equazioni [1] e [2] si potrà facilmente calcolare $L_1$ e $C_1$.

L'impedenza di $L_2$ dovrebbe essere grande rispetto alla resistenza d'antenna, accordando $L_2$ si raggiunge praticamente questa condizione pure per piccoli valori di $L_2$.

A dare un'idea dei valori numerici di $L_1$ e $C_1$ sono stati appositamente calcolati i loro valori per una resistenza d'antenna di 100 Ω e per una frequenza di 300 MHz (λ = 1 metro) e si è ottenuto: $L_1 = 50 \cdot 10^{-9}$ H; $C_1 = 5$ pF.

Quando l'antenna non è direttamente collegata al ricevitore ma su di un « feeder » parte di questo può essere usato a sostituire il traliccio. Questo circuito è riprodotto in fig. 6 e la fig. 7 dà i circuiti equivalenti per la tensione asimmetrica. Tenendo presente che $L' - C_3$ sono accordati su $\omega_{osc}$ si può vedere che un sistema λ/4 è costituito tramite un virtuale corto circuito fra i punti $AA'$. Qualsiasi tensione fra $BB'$ è quindi praticamente cortocircuitata fra i punti $AA'$. Se ciò sarà necessario si potrà ripetere questo circuito ulteriormente sino ad ottenere l'attenuazione voluta.

Un secondo metodo di prevenire la tensione dell'oscillatore locale sull'antenna è quello di collegare l'antenna in punti del circuito d'ingresso che non portano tensione a frequenza locale verso terra. In fig. 8 è rappresentato lo schema di principio e in fig. 9 lo schema equivalente. Si è supposto che l'impedenza asimmetrica del sistema a fili paralleli possa essere rappresentato da un'induttanza, dato che il sistema a fili paralleli è generalmente più corto di ¼ di λ e quindi questa supposizione è giustificata nella maggior parte dei casi.

Il requisito suddetto e cioè tensione a frequenza locale zero fra il punto $A$ e terra può essere soddisfatto scegliendo un'impedenza $Z_1$ tale da cortocircuitare i segnali a frequenza locale dal punto $A$ a sinistra ponendo tale impedenza in risonanza sulla frequenza locale, quindi la $Z_1$ di figura 9 dovrà essere capacitiva. L'accordo dello stadio mescolatore sulla frequenza locale sarà fatta sull'impedenza $Z_2$, $Z_2$ dovrà essere scelta in maniera da accordare l'intero circuito asimmetrico e questo porta ancora ad un circuito risonante serie alla destra di $A$. Dipenderà dal valore dell'induttanza $AC$ e dalla capacità del diodo se $Z_2$ dovrà avere carattere induttivo o capacitivo. A causa delle perdite dei vari elementi nel punto $A$ non si avrà zero tensione alla frequenza del generatore locale ma questa avrà raggiunto un valore trascurabile in pratica. Un altro metodo ancora per ovviare alla tensione a frequenza locale sull'an-

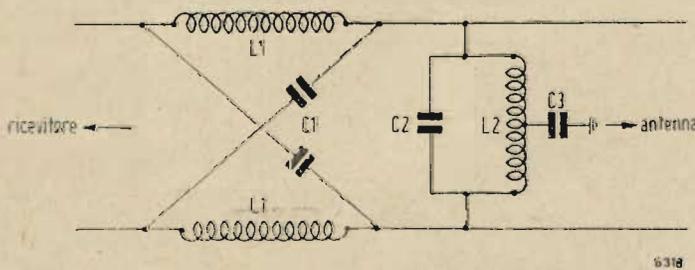



Fig. 4. - Linea d'antenna con filtro di blocco della tensione asimmetrica a frequenza locale.

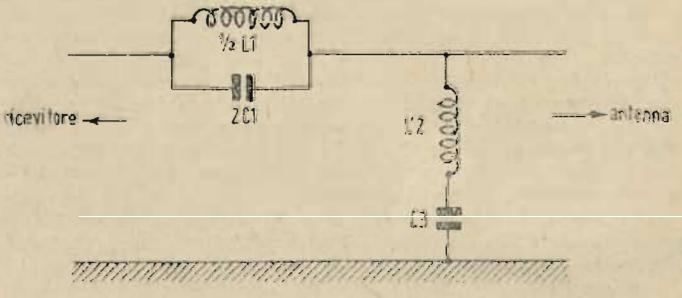



Fig. 5. - Circuito equivalente della figura 4 per la tensione asimmetrica.

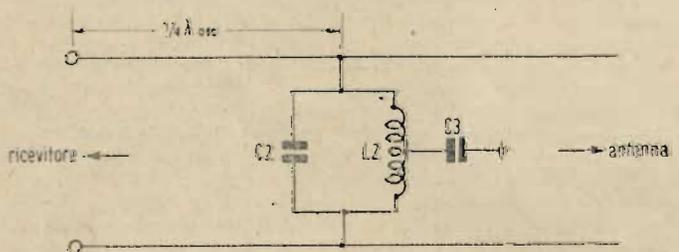



Fig. 6. - Parte della linea d'antenna usata come filtro di blocco per la tensione a frequenza locale.

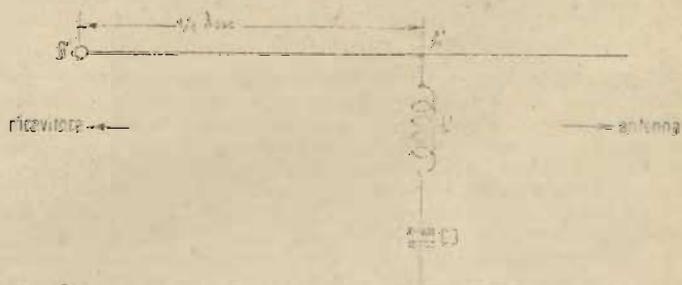



Fig. 7. - Circuito equivalente alla figura 6 per la tensione asimmetrica a f. locale.

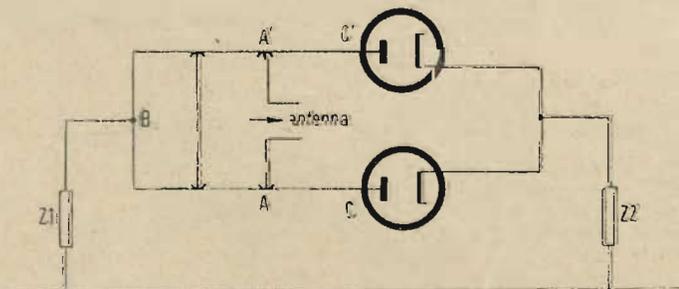



Fig. 8. - Bloccaggio della tensione asimmetrica a f. locale sull'antenna, collegando la linea d'antenna in punti dove tale tensione è minima.

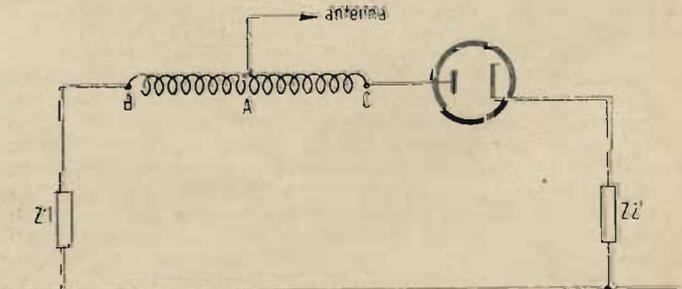



Fig. 9. - Circuito equivalente alla figura 8 per quanto concerne la tensione asimmetrica.

tenna è quello di progettare il circuito dello stadio mescolatore in modo tale da non aver tensione a frequenza locale fra gli elettrodi di entrata del tubo convertitore e massa. Questo principio è illustrato in fig. 10 e il suo circuito equivalente in fig. 11 se il rapporto $C_1/Cd$ ($Cd$ = capacità del diodo) è uguale al rapporto $L_2/L_1$ nessuna tensione a frequenza locale esisterà fra gli anodi dei diodi e il punto di massa comune a $L_1$ e a $L_2$. Quanto detto per quest'ultimo circuito elettrico vale per elementi esenti da perdite elettriche oppure per valori di accoppiamento fra $L_1$ e $L_2$ uguale al 100%; in pratica non si realizzano queste condizioni ma l'approssimazione è tale da far sì che questo circuito venga adottato con esito soddisfacente.

Il segno o il valore dell'impedenza del sistema a fili paralleli per quanto concerne la tensione asimmetrica non influenza il circuito accordato $L_1$, $L_2 - 2C_1$, $C_2$ per questo l'impedenza non è molto piccola. Se disgraziatamente quest'impedenza dovesse presentare il fenomeno di risonanza serie per la frequenza del segnale locale un'altra impedenza dovrà essere inserita fra la sbarra di corto circuito e terra in modo da presentare un valore sufficentemente elevato per la suddetta frequenza.

Ricapitolando si potrà asserire che ad ovviare alla presenza di tensione a frequenza locale sul circuito di antenna si dovranno osservare i seguenti accorgimenti:

1) Accoppiare l'antenna induttivamente ad un circuito d'ingresso simmetrico.

2) Inserire un filtro per la tensione asimmetrica tra il ricevitore e antenna.

3) Collegare l'antenna nel punto del circuito di ingresso dove è minima la tensione a frequenza locale.

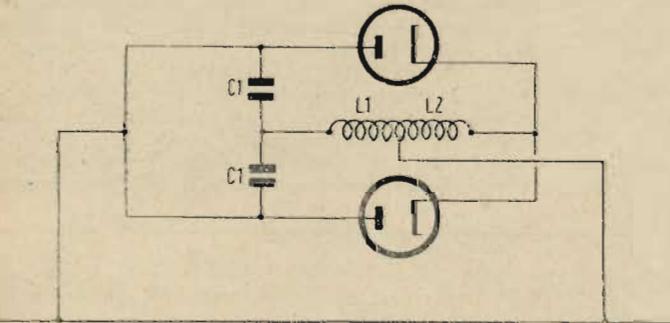



Fig. 10. - Circuito convertitore con ingresso a linee scevro da tensione asimmetrica a frequenza locale.

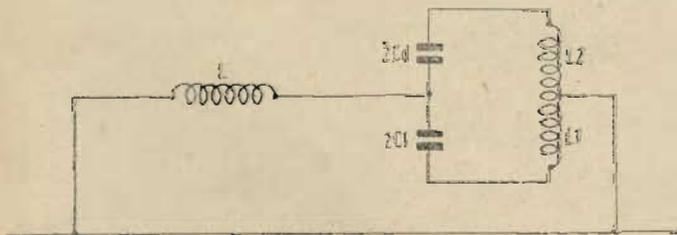



Fig. 11. - Circuito equivalente alla figura 10 per quanto concerne la tensione asimmetrica.

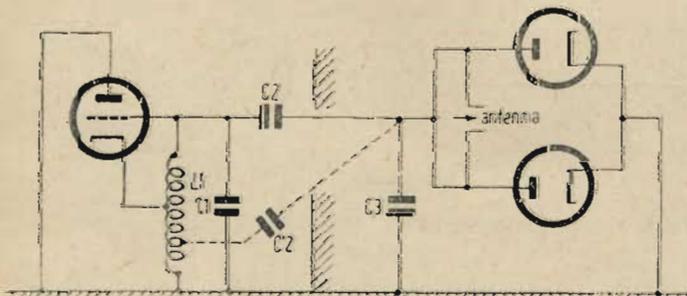



Fig. 12. - Accoppiamento dell'oscillatore locale con lo stadio convertitore, direttamente attraverso C2 e in presa tramite C2'

4) Montare l'intero circuito d'ingresso esente dalla tensione a frequenza locale facendo sì che sugli elettrodi d'ingresso dei convertitori non portino tale tensione.

Il primo metodo che è pure il più semplice disaccoppia l'antenna dall'oscillatore locale per tutte le frequenze.

Il secondo metodo rende possibile il progetto del circuito d'ingresso e del circuito di mescolazione senza bisogno di rispettare il non desiderato accoppiamento fra l'antenna e l'oscillatore locale.

Il terzo metodo è di facile realizzazione per quanto riguarda il numero degli elementi ma pone ben determinate condizioni per il circuito d'ingresso. Nell'ultimo metodo il circuito d'ingresso può essere progettato indipendentemente dal circuito dell'oscillatore locale (salvo il $C_1$ fig. 10) ma pone determinati requisiti al circuito dell'oscillatore locale, requisiti questi che se soddisfatti rendono completamente libera l'antenna dal circuito dell'oscillatore locale.

### 4) *Accoppiamento dell'oscillatore locale in uno stadio mescolatore.*

Nella conversione a diodo la frequenza locale viene generata da un circuito oscillatore separato, questo dovrà indurre una tensione asimmetrica nel circuito d'ingresso. Quando il circuito è accordato sulla frequenza locale occorrerà una potenza piccolissima e quindi sarà sufficente un debole accoppiamento fra il generatore e lo stadio mescolatore, questo accoppiamento potrà essere induttivo o capacitivo.

L'accoppiamento induttivo potrà essere fatto accoppiando la bobina dell'oscillatore con un'induttanza del circuito asimmetrico. Questo sistema ha lo svantaggio che è sovente difficile di prevenire l'accoppiamento fra l'ingresso simmetrico e l'oscillatore con conseguente diminuzione del rendimento di conversione. Usando un accoppiamento capacitivo è relativamente semplice schermare l'intero circuito del generatore locale dall'ingresso dello stadio, inoltre riesce più agevole il dosaggio della tensione locale.

La figura 12 riproduce l'accoppiamento di un oscillatore Hartley ad uno stadio convertitore a diodi con sistema a fili paralleli. Il sistema asimmetrico d'ingresso è accordato sulla frequenza dell'oscillatore locale tramite un condensatore variabile $C_3$, il condensatore $C_2$ dovrà essere collegato fra due punti ad elevata impedenza verso terra. La capacità di accoppiamento dovrà avere un piccolo valore quale ad esempio 1 pF, realizzare una simile capacità non è cosa estremamente facile e in pratica si potrà usare un condensatore di maggiore capacità collegato come segnato in figura con $C'_2$. Unica apertura nello schermo dovrà essere una piccola foratura per il passaggio del terminale del condensatore.

### 5) *Influenza dell'asimmetria dei Push-Pull e scelta del circuito di media frequenza.*

Quanto sinora è stato detto circa la perfetta simmetria dei circuito controfase in pratica viene difficilmente realizzato ma questa asimmetria, e quindi il conseguente accoppiamento fra circuito d'ingresso e circuito del generatore non viene praticamente ad influire sul buon comportamento della conversione se i due suddetti circuiti sono accordati su due frequenze ben distinte e questo comporta l'adozione di un valore elevato della frequenza intermedia (o a meno che la conversione avvenga su una frequenza armonica del generatore).

Per stimare la differenza necessaria fra queste due frequenze si dovranno esaminare i dettagli conseguenti dall'asimmetria del circuito in oggetto.

La corrente indotta nel circuito asimmetrico causerà non solo tensione asimmetrica ai capi del diodo ma pure tensione in controfase.

La tensione controfase sarà tanto maggiore quanto più prossimo sarà il suo valore rispetto alla frequenza di risonanza del controfase.

La tensione risultante ai capi dei diodi dipende dalla fase delle due tensioni. In fig. 13 è riprodotta la relazione fra la tensione controfase $Vd_1$ e $Vd_2$ e la tensione asimmetrica $Vd$ (che naturalmente è identica per entrambi i diodi) questo assumendo uno sfasamento generico della tensione considerata rispetto al circuito. La tensione risultante ai capi dei diodi, $Vd'$ e $Vd_2'$ è diversa in fase ed in ampiezza.

La fig. 14 riproduce l'ampiezza della tensione risultante in funzione della frequenza nel caso in cui l'asimmetria è dovuta ad una piccola differenza fra le capacità del diodo, mentre la figura 15 riproduce la stessa curva precedente ricavata però sperimentalmente su un circuito mescolatore lavorante su una lunghezza d'onda di 1,30 metri, la similitudine è ovvia. La differenza fra le due frequenze dipende dalla qualità dei circuiti e dal grado di asimmetria di essi. Una differenza di frequenza fra il generatore e il segnale in arrivo e in ogni caso sufficiente quando stia nel rapporto 1/20 con il segnale in arrivo.

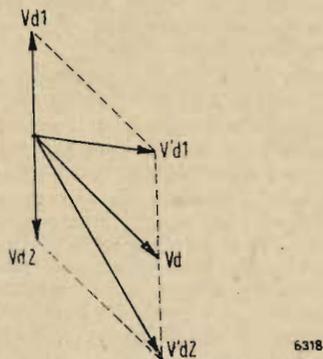
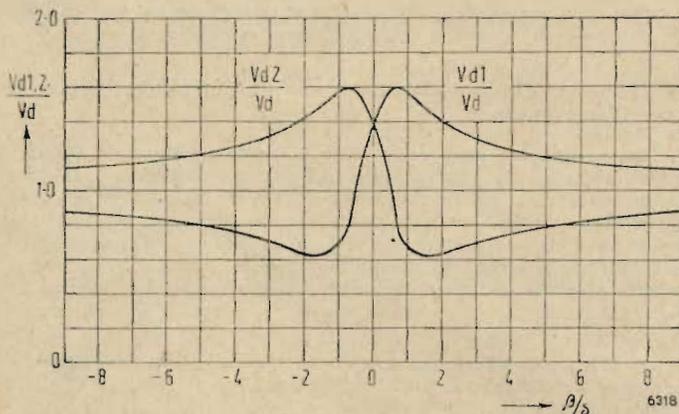



Fig. 13. - *Diagramma vettoriale che rappresenta la tensione in controfase ad entrambi i diodi,* Vd1 *e* Vd2, *e la tensione asimmetrica* Vd *considerando un angolo di sfasamento arbitrario.*

6) *Circuito completo di uno stadio mescolatore a diodo.*

E' questo il circuito riprodotto in figura 16 dove si nota un sistema di fili paralleli collegati ai diodi mescolatori tramite i condensatori $C_6$ e $C_7$ i quali si comportano come $C$ di blocco per la media frequenza mentre permette liberamente il passaggio della tensione ad elevata frequenza, quale quella del segnale in arrivo e quella del generatore locale. L'antenna è accoppiata induttivamente al circuito d'ingresso. Il segnale a frequenza intermedia è prelevato attraverso due bobine che bloccano la tensione ad elevata frequenza. I condensatori $C_8$ e $C_9$ sono capacità di blocco della tensione continua, l'uscita del trasformatore di media frequenza va collegato all'ingresso del rispettivo amplificatore.

Il circuito asimmetrico è accordato sulla frequenza del generatore tramite il condensatore $C_3$ e accoppiato al circuito dell'oscillatore tramite $C_4$. La frequenza del generatore è stabilizzata mercè l'uso di una cavità risonante posta come impedenza di griglia mentre l'impedenza anodica è costituita da un convenzionale circuito $L$ e $C$.

7) *Stadio mescolatore a triodo.*

Valgano per questo le stesse considerazioni fatte per il convertitore a diodo ma con l'adozione di un triodo nascono nuove possibilità. Il rapporto segnale disturbo nella corrente a Media Frequenza in un convertitore a triodo può essere migliorato facendo uso di reazione positiva. Lo schema di principio è rappresentato in figura 17 dove si notano gli anodi dei triodi sono collegati fra di loro tramite un'induttanza. La reazione per quanto riguarda l'ingresso in controfase non influenzerà il circuito asimmetrico. E' pure possibile fare sì che la reazione influenzi soltanto il circuito asimmetrico, e cioè il grado di reazione dovrà essere abbastanza elevato in maniera da mantenere innescate le oscillazioni. Questo può essere una soluzione per ottenere uno stadio mescolatore con oscillatore incluso con evidente economia dello stadio oscillatore separato.

Il principio testè esposto è schematizzato nella figura 18 dove il circuito di reazione è realizzato tramite l'impedenza $Z_3$ (collegata a metà di $L_1$ e facente capo a massa). La figura 19 riproduce il circuito equivalente della figura 18, tenendo presente le capacità interelettrodiche si potrà osservare che il circuito di figura 19 rappresenta un circuito oscillatore accordato di placca e di griglia. Dovendo portare la frequenza di oscillazione sul valore desiderato si dovrà agire su questo accordo senza influenzare il circuito di ingresso a controfase e questo problema trova la sua soluzione ponendo le impedenze $Z_1$ e $Z_2$ regolabili la stabilità può essere rispettata adottando per $Z_1$ e $Z_2$ delle cavità risonanti. Questo principio può essere seguito pure usando dei triodi bilanciati montati con le griglie a massa (grounded grid).

8) *Bloccaggio della tensione a frequenza locale sull'antenna negli stadi di mescolazione a triodo.*

In via di massima anche con i triodi vengono usati gli stessi accorgimenti descritti per i circuiti a triodo, unica differenza è che usando i triodi si possono raggiungere gli stessi risultati seguendo vie diverse.

Il metodo che verrà esposto è ugualmente semplice sia se adottato per circuiti con griglia a massa che per circuiti con catodo a massa. La figura 20 rappresenta un circuito oscillatore convenzionale per onde ultra corte ed è costituito da un circuito accordato di placca e da un circuito accordato di griglia e l'alimentazione

Fig. 14. - *Tensione dell'oscillatore locale su entrambi i diodi in funzione dell'accordo del circuito d'ingresso in controfase. (Curva teorica)* $\beta = (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)$; $\delta = \lambda\, \omega L$

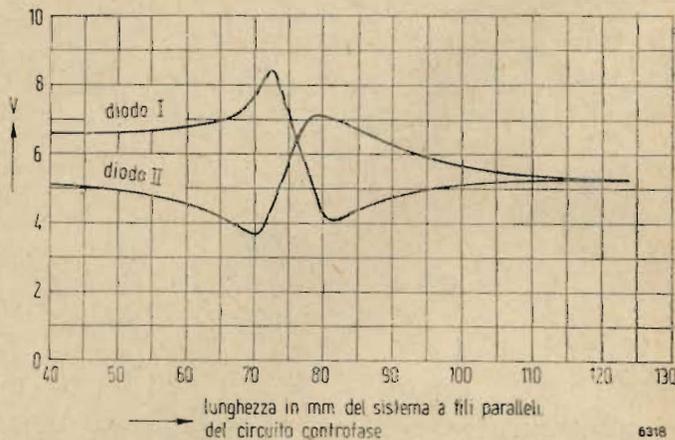



Fig. 15. - *Uguale curva di figura 14 ricavata sperimentalmente.*

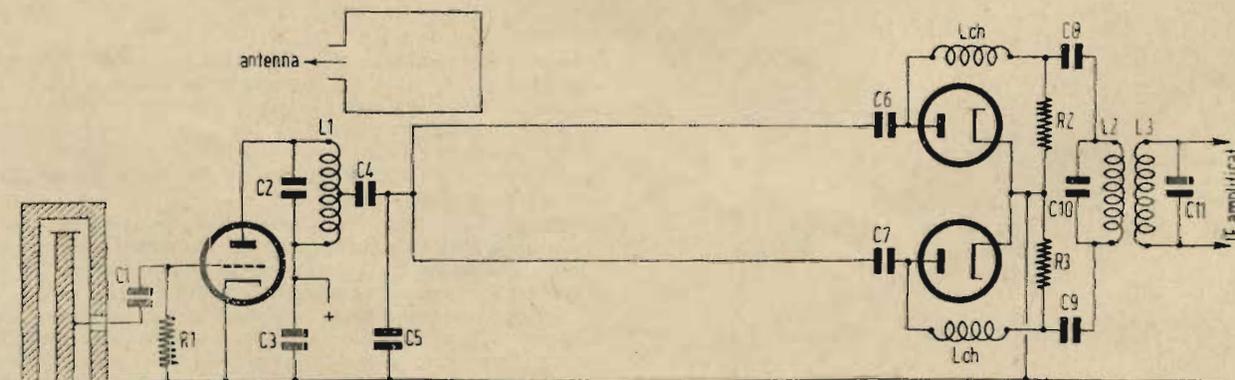



Fig. 16. - *Circuito completo di uno stadio convertitore a diodo.*

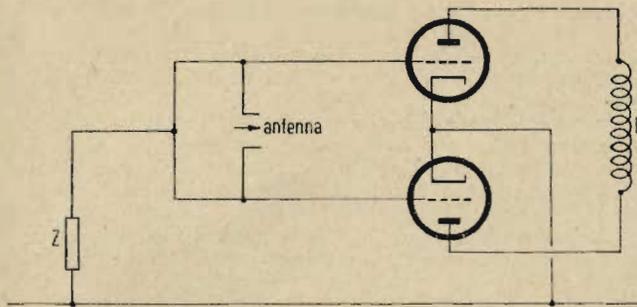



Fig. 17. - *Circuito convertitore a triodo con reazione per il circuito d'ingresso in controfase.*

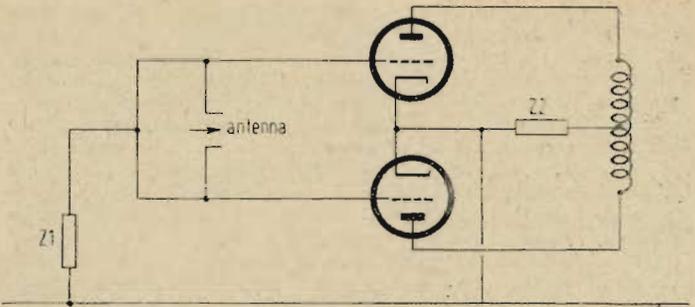



Fig. 18. - *Convertitore a triodo con reazione sia verso il circuito d'ingresso in controfase che verso il circuito d'ingresso asimmetrico.*

in corrente continua gli è fornita attraverso una impedenza (sia per l'impedenza *Lch* che la resistenza *Rg*). Nessun elettrodo del tubo è a potenziale di massa rispetto alla radiofrequenza. Il circuito è un colpitts le cui capacità interelettrodiche agiscono da partitore capacitivo e di conseguenza il catodo viene a trovarsi in presa fra la tensione a radiofrequenza esistente fra griglia e placca. Su un qualsiasi ramo *L* e *C* del circuito oscillante si potrà trovare un punto *P* (segnato in figura) che sia allo stesso potenziale del catodo di modo che ponendo questo punto a massa si avrà che pure il catodo si troverà al potenziale di massa. Naturalmente questo punto *P* potrà ugualmente essere preso su un partitore capacitivo ricavato dividendo *C* in due capacità.

Una terza possibilità è offerta dall'uso di impedenze di valore molto elevato e il cui rapporto sia quello della reattanza di placca. La figura 22 rappresenta un'intero stadio mescolatore basato su questo principio. Con stadio convertitore costituito da triodi in controfase non è facile realizzare il principio su enunciato montando i catodi a massa, in questo caso gli elettrodi d'ingresso sono formati dalle griglie, l'impedenza anodo-catodo nel circuito asimmetrico dell'oscillatore dovrebbe essere diviso nello stesso rapporto come l'impedenza anodo-griglia e l'impedenza catodo-griglia del circuito oscillatore. In un circuito oscillatore queste impedenze sono sempre di segno opposto (esempio: se una è capacitiva l'altra è induttiva e viceversa) e di conseguenza non è semplice adattare questo circuito con tubi aventi il catodo a massa.

9) *Circuito completo di un generatore e mescolatore facente uso di triodi.*

Il circuito è riprodotto in fig. 21.

L'antenna è accoppiata induttivamente al circuito d'ingresso, il circuito asimmetrico d'ingresso è accordato sulla frequenza del generatore con l'ausilio del condensatore $C_1$ posto in parallelo alla resistenza di fuga delle griglie ($R_1$). Il circuito anodico della R.F. consiste nelle capacità $C_2$ (blocco della frequenza intermedia e dell'induttanza $L_1$ che provvede alla reazione necessaria nel circuito d'ingresso dello stadio in controfase. Il punto centrale di

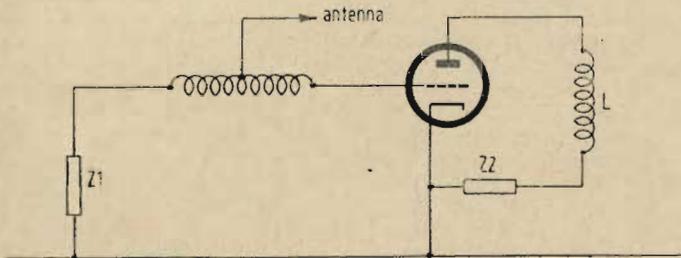



Fig. 19. - *Circuito equivalente alla figura 18 per la tensione asimmetrica.*

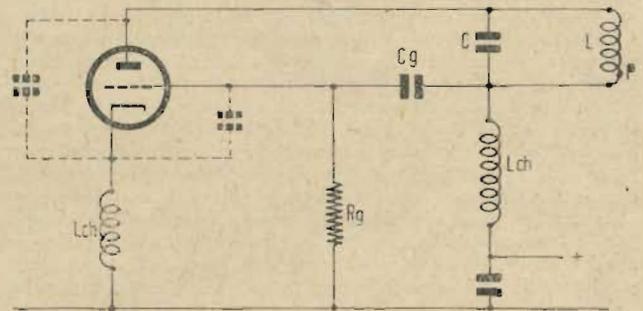



Fig. 20. - *Circuito oscillatore per frequenze altissime* (**V.H.F.**).

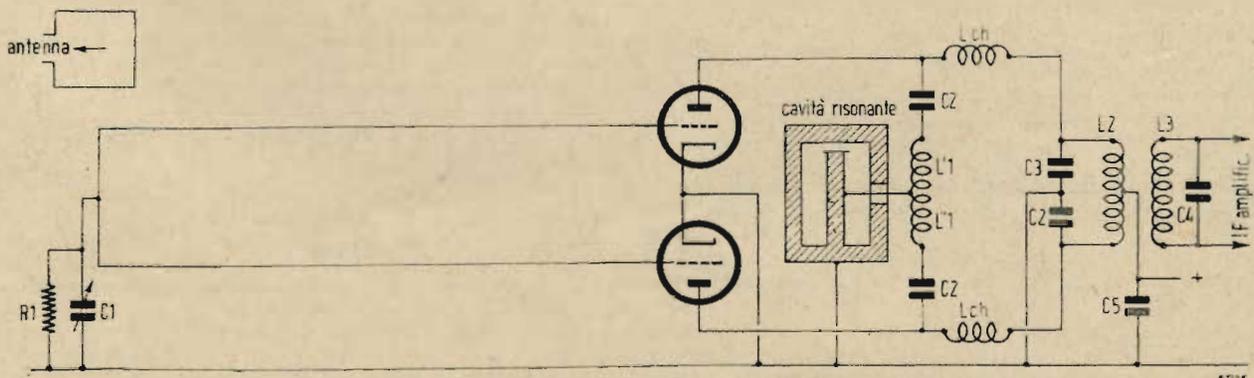



Fig. 21. - *Circuito completo di uno stadio convertitore a triodi, montaggio catodo a massa.*

$L_1$ è collegato al risuonatore a cavità che provvede all'erogazione di una frequenza stabile.

Il segnale a frequenza di blocco per RF $Lch''$ e cade a capi del suo circuito di accordo costituito dal gruppetto $L_3$-$C_3$ accordato su questa frequenza e accoppiato ad un'uguale circuito $L_4$ $C_4$ collegato all'ingresso dell'amplificatore a frequenza intermedia. Nell'accordo capacitivo del primo circuito a F.I. si è fatto uso di un condensatore di accordo con il centro a massa per permettere all'eventuale R.F di fugarsi a massa. La figura 22 riproduce uno stadio mescolatore del tipo « grounded grid ». In questo circuito l'antenna è direttamente collegata al circuito d'ingresso e quindi sarà necessario che fra gli elettrodi d'ingresso (catodi) e la terra non vi sia tensione asimmetrica a frequenza locale, questa condizione viene soddisfatta dimensionando le impedenze della R.F $Lch'$ e $Lch''$ di valore tale che il loro rapporto sia uguale a: $Cak/2Cgk$.

Il condensatore $C_2$ agisce come condensatore di blocco per la frequenza intermedia.

L'induttanza $L_2$ provvede alla reazione del controfase, mentre il circuito asimmetrico anodo-griglia è chiuso dalla $L_1$ e dal condensatore variabile $C_1$ il quale permette l'accordo di questo circuito. Il circuito a frequenza intermedia è identico a quello visto nella figura 21.

Contrariamente ai mescolatori comuni, quelli passati in rassegna presentano un bassissimo fruscio, requisito questo di grande pregio.

*

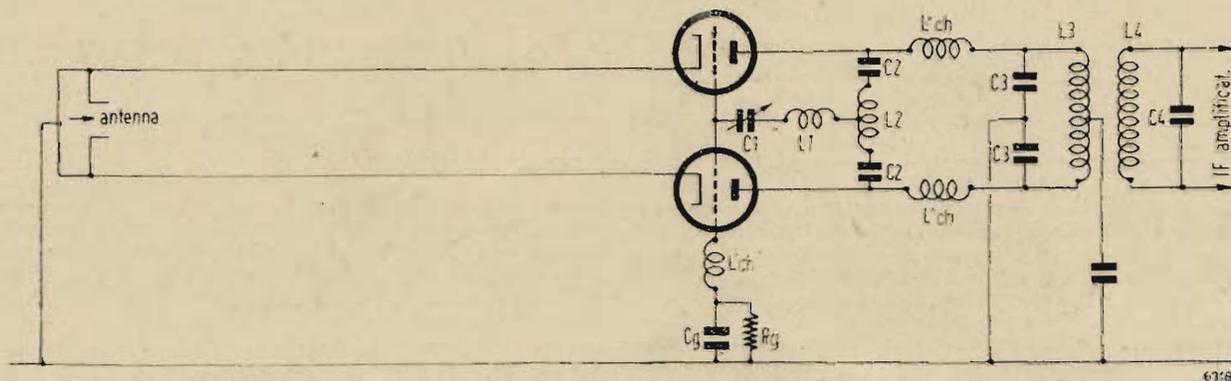



Fig. 22. - *Circuito completo di uno stadio convertitore a triodi, montaggio tipo « grounded grid ».*

# CALCOLO DEI TRASFORMATORI DI MODULAZIONE

6303/1

*di RENATO PERA (i1AB)*

La letteratura radiotecnica porta vari esempi di calcolo di trasformatori di modulazione, però si tratta per lo più di calcoli piuttosto complicati che lasciano perplesso l'OM che deve applicarli, che in definitiva semplifica alquanto le cose ricorrendo ad... un trasformatore da campanelli, o, nel migliore dei casi, ad un vecchio trasformatore di alimentazione. Perciò riteniamo utile esporre qui un calcolino semplice che, anche se approssimato, permetterà di ottenere risultati notevolmente migliori di quelli ottenibili... senza calcolo alcuno. Per semplicità consideriamo il circuito di fig. 1: $V1$ è il tubo modulatore e $V2$ quello modulato. Si premette che per avere modulazione al 100%, il modulatore deve poter fornire una potenza di uscita pari a *metà dell'input del modulato* (griglia schermo compresa se $V2$ è un tetrodo o pentodo). Il costruttore fornisce per $V1$ il valore di carico $Z1$ più opportuno per il funzionamento con determinate caratteristiche; l'impedenza anodica della $V2$ è presto trovata conoscendo il valore della tensione anodica ($AT2$) e della corrente anodica della medesima, poichè $Z2 = Va/Ia$.

Ciò noto si potrà calcolare il rapporto di trasformazione $R$:

$$R = \frac{N1}{N2} = \sqrt{\frac{Z1}{Z2}}$$

Si tratta ora di determinare i dati pratici per la realizzazione del trasformatore, cioè: sezione del nucleo, spire primarie e secondarie, sezione dei conduttori, traferro.

La sezione del nucleo $S$ si ricava da:

$$S = 2\sqrt{W}$$

dove $W$ è la potenza B.F. fornita dal modulatore.

Le spire per volt si determinano con la relazione:

$$n = 10^8/(4.5 \times 10000 \times S \times f)$$

dove $f$ è la frequenza di taglio, che si può assumere pari a 100 Hz.

Poichè è noto a priori il valore della tensione anodica della $V2$ ($AT2$) avremo che

$$Va \times n = N2$$

cioè si potranno conoscere le spire secondarie. Poichè d'altra parte ci è noto $R$, avremo

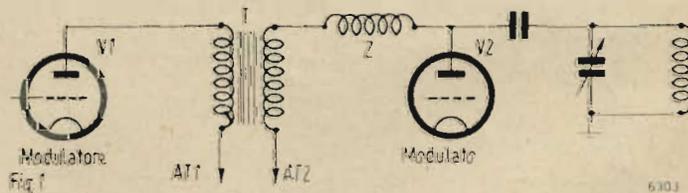
$$N1 = N2 \times R$$

cioè le spire primarie.

Per la scelta delle sezioni rimandiamo il lettore alle apposite tabelle nelle quali sono indicate le correnti massime ammesse per i vari diametri dei conduttori.

Per quanto si riferisce al diametro del conduttore secondario quando il trasformatore ha un rapporto in discesa, si dovrà maggiorare la *sezione* del conduttore medesimo secondo l'inverso del rapporto di trasformazione.

Per la regolazione del traferro bisognerà andare un po' a lume di naso; si tratta di evitare di avere variazioni di induttanza al variare del carico. Generalmente usati sono traferri da 0,1 a 0,3 mm.

Trattandosi di modulatori con valvole in controfase si assumerà

per $Z1$ il valore di carico fra le placche e si effettuerà sull'avvolgimento primario una presa centrale.

Il secondario verrà avvolto fra le due metà del primario; in questo modo non si avrà sbilanciamentato con conseguente modulazione negativa.

*Esempio.* - Sia la $V1$ una 6L6 in classe $A1$ e $V2$ una 802 in classe $C$ telefonia.

Il circuito d'impiego è quello di fig. 1.

L'input della 802 è di 25 W (500 V e 50 mA), per cui occorrono 12.5 W di modulazione.

La 6L6 può fornire questa potenza ed il carico consigliato è di 4000 ohm. Il valore di $Z2$ risulta di

$$500 \text{ volt}/50 \text{ milliampere} = 10.000 \text{ ohm}.$$

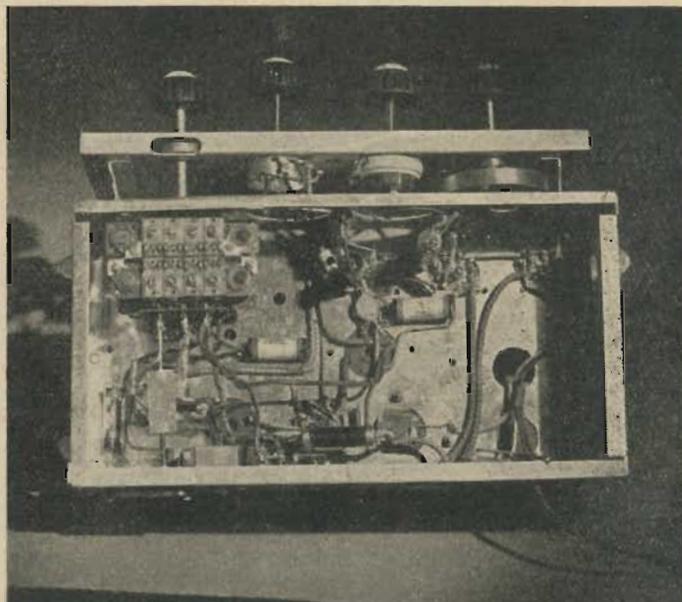
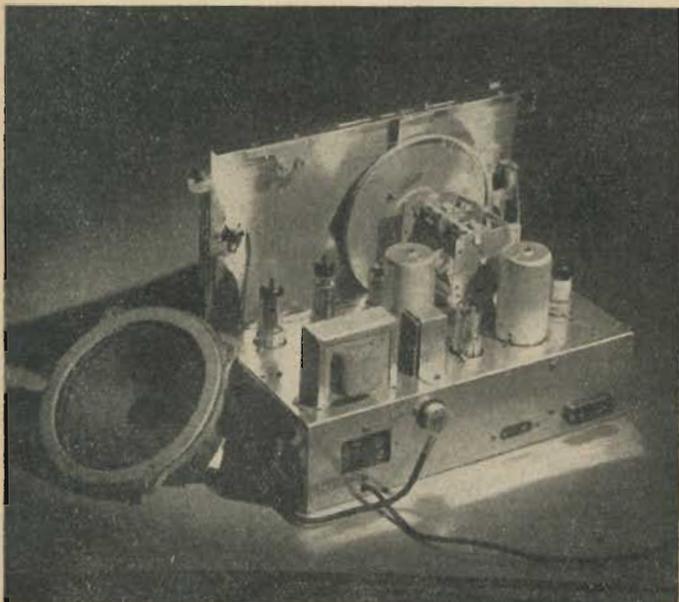
Il rapporto di trasformazione è

$$\sqrt{\frac{4.000}{10.000}} = \frac{67}{100} = 0{,}67$$

Poichè $W = 12.5$ sarà $S = 7.2$ cmq e le spire per volt $n = 3{,}2$. Allora

$$N2 = 500 \times 3.2 = 1600 \text{ spire}$$
$$N1 = 1600 \times 0.67 = 1000 \text{ spire}$$

Una sezione di 0,2 mm è sufficiente sia per il primario che per il secondario.

Per il traferro si potranno assumere 0,2 mm. *

*Il ricevitore che qui si presenta è stato realizzato allo scopo di far conoscere le effettive qualità costruttive e funzionali dei tubi « Rimlock » ed ha il pregio dell'efficenza e dello semplicità, nonchè dell'agevole reperibilità dei diversi componenti.*

# RICEVITORE A CINQUE TUBI SERIE RIMLOCK

6310/1+2

*di GIUSEPPE TERMINI*

Nell'insieme di tubi della serie « U » Rimlock, si comprende un triodo-esodo UCH41, un pentodo UF41 e un diodo-pentodo UAF41, entrambi a pendenza variabile, un pentodo di potenza UL41 ad alta sensibilità e un diodo raddrizzatore UY41. Ciò consente di realizzare diversi sistemi riceventi a quattro e a cinque tubi, di notevole interesse per le cifre di merito e d'ingombro che si possono ottenere. Nel caso di un ricevitore a cinque tubi le soluzioni che si possono prospettare sono due, comprendendosi in primo luogo l'uso di uno stadio preselettore e, nel secondo caso, la connessione immediata dello stadio variatore di frequenza al collettore d'onda.

Nel primo caso il circuito d'ingresso dell'amplificatore di potenza può essere connesso direttamente all'uscita del rivelatore, in quanto la conduttanza mutua del tubo UL41 è particolarmente elevata. Diversamente il tubo UAF41 interposto fra il tubo UCH41 e il tubo UL41 può essere anche fatto funzionare per l'amplificazione simultanea della frequenza intermedia e della frequenza acustica, procedimento questo che può valersi opportunamente della suddivisione dei circuiti di uscita, quale cioè è ottenuta affidando alla griglia schermo il resistore di carico per le frequenze acustiche. Realizzando un sistema ricevente del genere si hanno importanti vantaggi circa la sensibilità, intesa come attitudine del sistema stesso di rendere percettibili, rispetto ai rumori propri ed esterni, le correnti indotte nel collettore d'onde dalle stazioni trasmittenti. In pratica una struttura di questo genere è però impedita dalla produzione attuale dei gruppi di alta frequenza, tra i quali lo stadio preselettore è normalmente escluso.

Procedendo immediatamente al cambiamento delle frequenze portanti, si prospettano due soluzioni, riferite all'uso di una coppia di stadi per l'amplificazione della frequenza intermedia, connettendo cioè ancora l'ingresso del tubo UL41 all'uscita del rivelatore, oppure procedendo all'amplificazione simultanea nel modo già precisato. Tra queste soluzioni è largamente da preferire quella in cui si ricorre ad un solo stadio a frequenza intermedia, in quanto l'indice di sensibilità che è precisato appunto, in modo univoco, dal rapporto segnale/rumore esistente all'uscita, non può essere modificato dall'uso di un altro stadio a frequenza intermedia, in quanto alla cifra del rumore in questione concorre in modo preponderante quella dovuta al convertitore di frequenza. S'impone pertanto la soluzione che qui si presenta e nella quale si ha uno stadio convertitore, uno stadio amplificatore a frequenza intermedia, uno stadio amplificatore a frequenza acustica e uno stadio di potenza.

Le rivelazioni che sono in numero di due sono affidate ai diodi contenuti nei tubi amplificatori. Si dirà ora in dettaglio della struttura di ogni stadio (fig. 1).

*Stadio variatore di frequenza.* — Comprende il triodo-esodo UCH41, un gruppo di alta frequenza per quattro campi d'onda, un condensatore variabile a due sezioni suddivise e una coppia di filtri di banda ad accoppiamento induttivo. La tensione di polarizzazione del tubo UCH41 è ottenuta in comune con il tubo UAF41 adoperato per l'amplificazione a frequenza intermedia. Anche il circuito di alimentazione delle griglie schermo di questi due tubi è in comune ed avviene per suddivisione potenziometrica della tensione disponibile. Il gruppo di alta frequenza è costituito dal commutatore d'onda e dall'insieme dei circuiti selettori e di quelli del generatore per la frequenza locale. Con esso si effettua la selezione e la conversione delle frequenze portanti distribuite come segue:

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| O.M. | da | 190 | a | 580 | mt |
| O.C.1 | » | 34 | » | 51 | » |
| O.C.2 | » | 21 | » | 34 | » |
| O.C.3 | » | 12.5 | » | 21 | » |

Il gruppo di A.F. in questione ha pregi elettrici e pratici notevoli, sia per l'elevato fattore di merito dei circuiti di accordo, conseguente alle dimensioni delle induttanze e sia per l'uso di supporti di polystirene in cui si hanno, come è noto, delle perdite particolarmente limitate. Il gruppo è del tipo a tre frequenze d'incrocio per le onde medie e a due frequenze d'incrocio per le tre gamme di onde corte, soluzione questa che è tecnicamente giustificata dal valore del rapporto $f\ max/f\ min$ di ogni gamma e che consente di diminuire il costo dell'insieme stesso, oltrechè di agevolare le operazioni di montaggio e di messa a punto. L'errore di disallineamento che si è visto essere sperimentalmente del 0,6% nei ventri della curva ad « s » spettante alle onde medie, risulta avere un valore massimo intorno a 0,09% nelle gamme delle onde corte, cifra questa sufficientemente significativa che consente di ottenere una sensibilità praticamente uniforme entro l'intera estensione di ogni gamma. Il condensatore di sintonia è costituito da due sezioni suddivise; la capacità massima totale di accordo è di 420 pF, mentre quella adoperata nelle gamme delle onde corte ha una capacità complessiva di 75 pF.

Il rapporto $f\ max/f\ min$, che è di $\sim 3$ per le onde medie, è invece compreso intorno a 1,68 per le onde corte, il che agevola le operazioni di accordo su queste gamme.

L'ultimo elemento che occorre considerare nella struttura di questo stadio è rappresentato dalla coppia di circuiti a filtro di banda con i quali lo stadio stesso è accoppiato a quello che segue. La frequenza di accordo di essi corrisponde ovviamente a quella di conversione che è di 467 kHz. Il filtro di banda è stato realiz-

zato nel modo indicato dalla fig. 2. La selettività dell'insieme risulta con ciò trascurabilmente modificata dalla conduttanza equivalente al tubo UCH41, mentre l'amplificazione dello stadio si è visto compresa intorno a 85 unità.

*Stadio amplificatore della frequenza intermedia.* — Usa il diodo-pentodo UAF41 ed è realizzato con il filtro di banda riportato nella fig. 3. Questa struttura è imposta in sede di progetto da due questioni fondamentali riguardanti:

*a*) l'amplificazione, che dipende dall'impedenza del carico ($A = g_m \cdot Z_c$) e che, a parità del « Q » di esso, è tanto maggiore quanto più elevato è il rapporto $L/C$;

*b*) l'attitudine selezionatrice, ovviamente espressa in termini di attenuazione per un dato valore di dissintonia e che è esclusivamente legata al $Q$ dell'insieme. Affidando le connessioni degli elettrodi a prese opportunamente stabilite si ottiene di ridurre gli effetti creati dall'ammittanza dell'elettrodo stesso, in quanto essa non risulta applicata interamente ai capi del circuito oscillatorio. Con questa disposizione e prelevando la tensione per il c.a.s. mediante un condensatore di 15 pF connesso alla presa del primario, si ottiene un'amplificazione di circa 100 unità.

*Stadio rivelatore-amplificatore delle tensioni a frequenza acustica.* — La separazione della modulante dalla portante, trasformata in frequenza intermedia, è affidata al diodo del secondo tubo UAF41; il circuito d'ingresso del pentodo di questo tubo, è connesso ad un graduatore di potenziale il cui elemento resistivo costituisce il carico del rivelatore stesso. Il condensatore $C$, interposto in questa connessione, ha il compito di separare i due circuiti agli effetti della tensione di polarizzazione che risulta in tal modo applicata soltanto alla griglia del pentodo. La griglia schermo di esso è connessa al potenziale di riferimento e alla tensione di alimentazione degli anodi e delle griglie schermo mediante i condensatori $C17$ e $C18$. Con questo accorgimento si ottiene di ridurre la componente a frequenza della rete, dovuta all'azione imperfetta del filtro di livellamento e che coesiste alla modulante nel circuito d'ingresso dell'amplificatore di potenza. Occorre infatti considerare che uno dei problemi più importanti che si manifestano nei ricevitori di questo tipo, in cui cioè si ha un raddrizzatore a mezz'onda seguito da un resistore di livellamento di valore non elevato, riguarda l'effetto che segue alla comparsa di una componente a frequenza della rete all'entrata del tubo di potenza. Con il provvedimento adottato il triodo fittizio costituito dalla griglia schermo e dall'anodo opera un'inversione di fase della tensione di comando, in modo da avere all'uscita una componente a frequenza della rete di fase opposta a quella esistente per effetto della connessione di questi al circuito di alimentazione. E' con ciò possibile ridurre a 1 kΩ il valore del resistore di livellamento, pur senza peggiorare il livello del rumore di fondo. Lo stadio in questione che non ha altre particolarità circuitali, effetuta una amplificazione di circa 75 unità.

*Amplificatore di potenza.* — Adopera il tubo UL41 che è posto a funzionare in classe A con sistema automatico di polarizzazione. Lo stadio presenta una particolarità nella connessione del circuito dell'anodo che riceve la tensione di alimentazione dall'entrata del filtro di livellamento, anzichè dall'uscita. Questa disposizione, che è ormai normalmente accettata nei ricevitori di questo tipo, concorre in misura trascurabile al livello della componente a frequenza della rete applicata al riproduttore, mentre ha il pregio di diminuire notevolmente la caduta di tensione che si ha ai capi del resistore di livellamento. E' infatti da tener presente che in questi ricevitori, occorre preoccuparsi che l'elemento in serie del filtro introduca una caduta di tensione quanto più possibile limitata. A questo scopo serve la disposizione in questione che sottrae al resistore del filtro la corrente anodica del tubo UL41, il cui importo è di gran lunga preponderante (54 mA), rispetto alla corrente esistente nell'insieme dei circuiti di alimentazione degli altri tubi (~ 30 mA).

Un altro vantaggio che si ottiene è quello che riguarda la dimensione del resistore che maggiormente influisce sul costo e sull'ingombro e che è rappresentata, come è noto, dal valore della potenza che occorre dissipare in esso. Con una corrente complessiva di 30 mA e con un resistore di 1 kΩ, la dissipazione richiesta risulta dal calcolo di 0,9 W ($R \cdot I^2$), ciò che consiglia prudentemente di ricorrere ad un resistore previsto per una dissipazione massima di non più di 2 W.

Le cifre di merito di questo stadio sono illustrate dalla sensibilità di potenza del tubo, che è espressa dalla tensione che occorre applicare all'entrata e che è di 0,55 V eff., per ottenere una potenza di uscita di 50 mW. La massima potenza che può ottenersi dall'anodo nelle condizioni di funzionamento precisate nei « Dati sperimentali di collaudo e messa a punto », è di 4,2 W ($d = \sim 10\%$), valore questo largamente superiore alle normali esigenze delle radioaudizioni domestiche.

*Alimentazione degli anodi, delle griglie schermo e dei riscaldatori dei catodi dei tubi, nonchè delle lampadine d'illuminazione del quadrante.* — La prestazione di un sistema ricevente di questo tipo, può essere resa indipendente dal valore della tensione della rete, disponendo un autotrasformatore fra la rete stessa e il raddrizzatore, così come è stato fatto nel circuito riportato nella fig. 1, in cui si fa uso di un avvolgimento a prese corrispondenti alle diverse tensioni normalmente disponibili.

Dall'autotrasformatore stesso si ottiene anche la tensione richiesta dall'insieme dei riscaldatori dei catodi e quella che occorre per le lampadine d'illuminazione del quadrante. Riguardo appunto alla disposizione dei riscaldatori dei catodi, è da tener presente la necessità di seguire quella riportata nello schema e che non segue la successione, per così dire, funzionale dei tubi. Il provvedimento è imposto dal criterio di diminuire la tensione applicata fra il potenziale di riferimento e il riscaldatore stesso in pro-

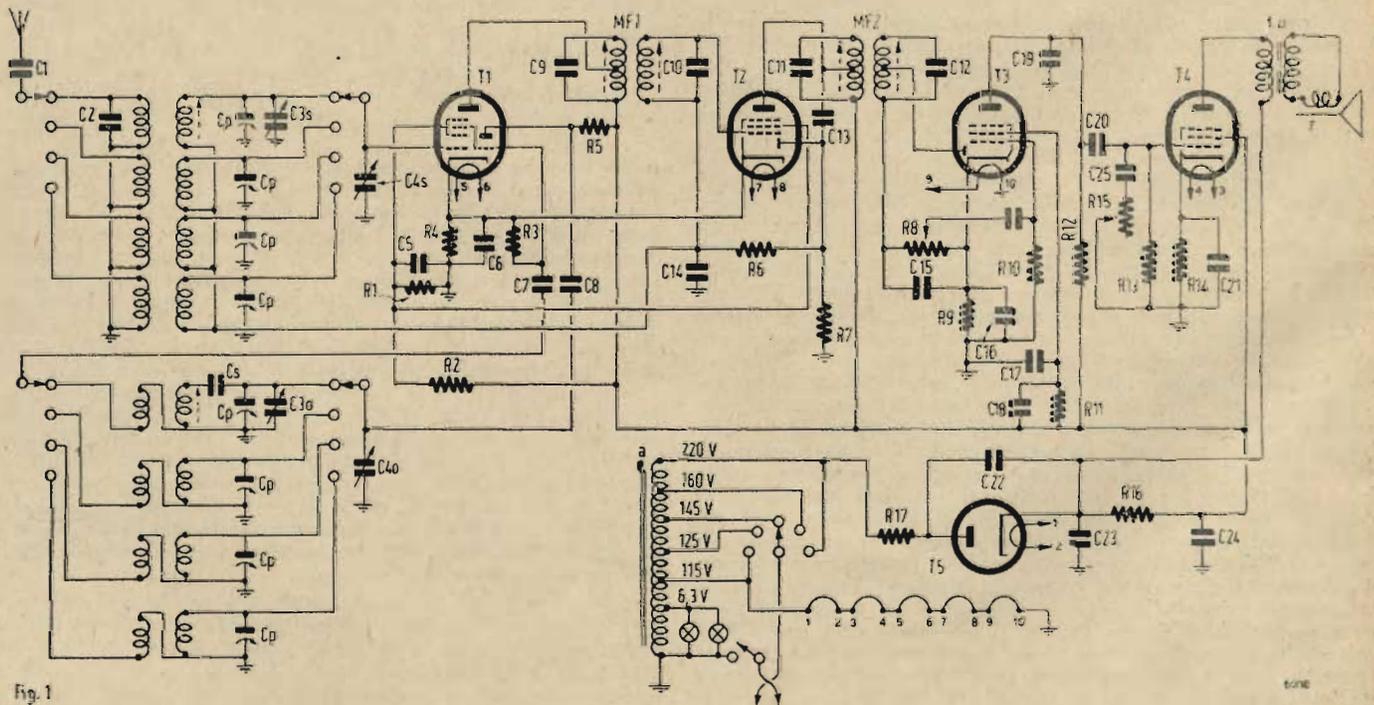
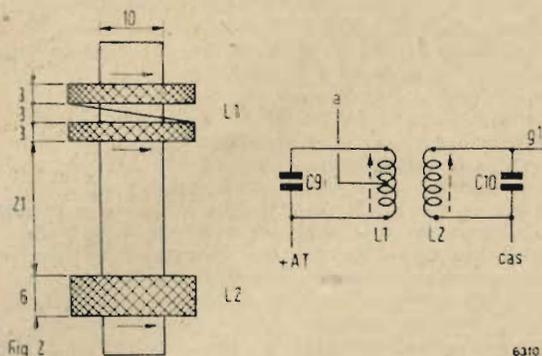
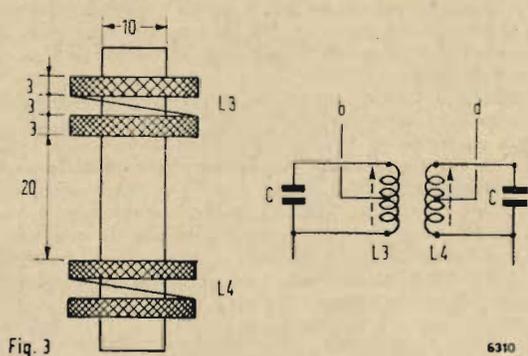



Fig. 1

$L1=86+114$ spire, filo « litz » $20\times0{,}05$; $C9=125$ pF $\pm2\%$; $L2=200$ spire, filo « litz » $20\times0{,}05$; $C10=125$ pF $\pm2\%$. L'entrata della $L2$ corrisponde alla g1 del tubo UAF41, l'uscita al C.A.S. L'uscita della $L1$ corrisponda al +AT, la presa $a$ all'anodo della UCH41.

$L3=L4=86+114$ spire, filo « litz » $20\times0{,}05$; $C=125$ pF $\pm2\%$. L'entrata della $L3$ corrisponde all'anodo della UAF41, l'uscita al +AT. L'uscita della $L4$ corrisponde alla $R8$, la presa $d$ al diodo della seconda UAF41.

porzione alla prestazione offerta dal tubo e alla sua sensibilità per la tensione di alimentazione del riscaldatore del catodo.

Nell'insieme di tubi con cui è dato di realizzare un sistema ricevente, quello adoperato per la rivelazione e per l'amplificazione a frequenza acustica è il più sensibile a questi fenomeni ed è pertanto da connettere all'estremo a massa del potenziale di riferimento.

Si noti infine che il fenomeno dell'extracorrente di chiusura è senza inconvenienti per l'integrità dei tubi in quanto essi sono stati costruiti con un limite di sicurezza sufficientemente superiore a questo cimento. Non si richiedono pertanto dei particolari provvedimenti in proposito.

## REALIZZAZIONE DEL RICEVITORE

Tra i diversi fattori che occorre tener presente nella realizzazione di un ricevitore, ha notevole importanza la disposizione delle singole parti. Essa dev'essere attuata in modo da prevenire gli accoppiamenti magnetici, di consentire la dispersione del calore, nonchè di rendere agevole l'esecuzione delle connessioni e la possibilità di procedere rapidamente alla verifica sperimentale del funzionamento dei tubi e alla sostituzione dei diversi elementi. Circa la dispersione di calore è da tener presente che in questo ricevitore le uniche sorgenti di esso sono rappresentate dai tubi e, specialmente, dal raddrizzatore UY41 e dall'amplificatore di potenza UL41. L'autotrasformatore connesso fra la rete e il raddrizzatore è largamente dimensionato ed ha dimostrato sperimentalmente una trascurabile sopraelevazione di temperatura rispetto alla temperatura ambiente. Dalla disposizione attuata per i tubi in questione dipende pertanto quella dei condensatori elettrolitici nei quali la temperatura influisce sensibilmente sulla conducibilità dell'elettrolito e quindi sulla corrente di dispersione. Per questo e per gli altri fattori giova la soluzione che qui si presenta e che ha anche il pregio di riferirsi a realizzazioni facilmente reperibili (vedi fotografie a pag. 21).

Circa i dati tecnici e costruttivi dei diversi componenti ai quali si è ricorso, si veda l'elenco riportato a completamento dello schema elettrico. Particolare menzione merita il riproduttore a magnete permanente, costruito in lega di acciaio a grande potere magnetico, del tipo ticonal (titanio-cobalto-nichel-alluminio). E' noto infatti che con questa lega si ottiene un prodotto (BH) max, compreso intorno a $5\cdot10^6$ unità c.g.s.e.m. e una curva di smagnetizzazione che si avvicina alla forma rettangolare. Un altro vantaggio notevole di questa lega è rappresentato dal peso del magnete che può essere ridotto fino a ∼ 300 g, mentre con gli acciai al cobalto esso è intorno a 1300 g.

## ELENCO DEI COMPONENTI

*(con riferimenti numerici allo schema elettrico)*

1 tubo UCH41; 2 tubi UAF41; 1 tubo UL41; 1 tubo UY41 (Philips);
5 portatubi (Philips);
1 telaio;
1 autotrasformatore di alimentazione (« L'avvolgitrice »);
1 autotrasformatore di alimentazione (« L'avvolgitrice »); nucleo 4,84 cm² (22×22 mm); 12 spire per V:
0÷6,3 V - 76 spire - filo 0,30 mm;
0÷115 V - 1380 spire - filo 0,20 mm;
0÷125 V - 1500 spire - filo 0,20 mm;
0÷140 V - 1680 spire - filo 0,20 mm;
0÷160 V - 1920 spire - filo 0,20 mm;
0÷220 V - 2640 spire - filo 0,20 mm;
1 scala parlante per 4 campi d'onda (N. 103, Radio D'Andrea);
4 bottoni;
1 gruppo di A.F. per 4 campi d'onda (Tipo 4C.S. « Alfa radio »);
1 condensatore variabile 2×(75+340) pF - C4s, C4o, C3s, C3o;
2 condensatori elettrol. 32 μF, 350 V; (Microfarad) C23, C24;
2 condensatori elettrol. 25 μF, 30 V; (Microfarad) C16, C21;
1 potenz. senza interr. 0,5 Mohm (Lesa) - R8;
1 potenz. con interr. . 1 Mohm (Lesa) - R15;
1 coppia di trasformatori per f.i. di 467 kHz (Termini - Alfa Radio);
4 condensatori a mica . 125 pF±2% (Elettr.) C9, C10, C11, C12
1 condensatore a mica . 1000 pF (Elettroindustria) - C1;
1 condensatore a mica . 300 pF (Elettroindustria) - C8;
1 condensatore a mica . 15 pF (Elettroindustria) - C13;
2 condensatori a mica . 100 pF (Elettroindustria);
2 condensatori a carta . 0,1 μF, 1500 V (Ducati) - C5, C6;
1 condensatore a carta . 20.000 pF, 1500 V (Ducati) - C22;
1 condensatore a carta . 3.000 pF, 1500 V (Ducati) - C25;
1 condensatore a carta . 10.000 pF, 1500 V (Ducati) - C20;
1 condensatore a carta . 15.000 pF, 1500 V (Ducati) - C18;
1 condensatore a carta . 5.000 pF, 1500 V (Ducati) - C17;
1 condensatore a carta . 50.000 pF, 1500 V (Ducati) - C14;
1 resistore . . . . . 25 kohm, ½ W (Seci) R1;
2 resistori . . . . . 10 kohm, ½ W (Seci) R2, R5;
1 resistore . . . . . 20 kohm, ¼ W (Seci) R3;
1 resistore . . . . . 150 ohm, ½ W (Seci) R4;
1 resistore . . . . . 150 ohm, 1 W (Seci) R14;
4 resistori . . . . . 1 Mohm, ¼ W (Seci) R6 R7 R10 R11
1 resistore . . . . . 2,5 kohm, ½ W (Seci) R9;
1 resistore . . . . . 0,2 Mohm, ½ W (Seci) R12;
1 resistore . . . . . 0,5 Mohm, ¼ W (Seci) R13;
1 resistore . . . . . 1 kohm, 2 W (Seci) R16;
1 resistore . . . . . 160 ohm, 1 W (Seci) R17;
1 riproduttore magnetodinamico in lega «ticonal» (L. Napoli) «r» ∅ = 165 mm; potenza modulata max pari a 5 W; impedenza bobina mobile, 2,5 ohm;
1 trasformatore di uscita (Termini - « L'avvolgitrice ») t.u. impedenza d'ingresso: 3000 hm; impedenza di uscita: 2,5 ohm; induttanza a vuoto primaria: 12 H; numero spire primario: 4460; numero spire secondario: 129; nucleo: 2,56 cm² (16×16 mm);
1 cambio tensioni;
1 presa fono;
1 presa antenna-terra;
1 bocchettone a presa (connessione al riproduttore);
2 fascette fissaggio elettrolitici;
1 cordone con spina luce;
2 lampadine micro-mignon 6,5 V, 0,25 A.

Per quanto riguarda invece le operazioni di montaggio, merita menzione quella relativa ai portatubi che deve effettuarsi secondo l'orientamento riportato nella fig. 6 e che è riferito alla sede ricavata nel portatubi stesso in corrispondenza alla sporgenza di guida di cui è monito il tubo. Le connessioni agli zoccoli dei portatubi sono riportate nella fig. 7.

L'esecuzione dei collegamenti segue il criterio normale, nè richiede particolari accorgimenti. L'inconveniente di avere un capo della linea connesso al telaio, può essere ovviamente evitato affidando il potenziale di riferimento ad un terminale isolato dal telaio, provvedimento questo che non si è creduto necessario di dover adottare. Nel caso che si desideri seguire questo sistema, il telaio dovrà essere connesso al potenziale di riferimento mediante un condensatore di 0,1 μF. I supporti di sostegno delle lampadine d'illuminazione del quadrante, dovranno essere naturalmente del tipo con ghiera isolata.

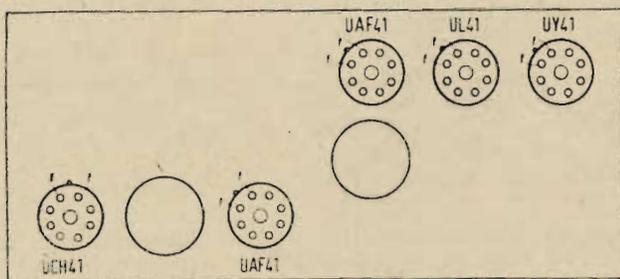



Fig. 6

## DATI SPERIMENTALI DI COLLAUDO E MESSA A PUNTO

1. *Tensioni alternate (a carico).*
   a) alle prese dell'autotrasformatore: 6,2 V; 115 V; 125 V; 140 V; 220 V;
   b) tra il potenz. di riferim. e l'estremo del riscald. del catodo del tubo UL41 connesso al tubo UY41: 84 V;
   c) tra il potenz. di riferim. e l'estremo del riscald. del catodo del tubo UCH41 connesso al tubo UL41: 39 V;
   d) tra il filamento del tubo UCH41 connesso al tubo UAF41 e il potenz. di riferim.: 25 V;
   e) ai capi del filamento del tubo UAF41 per l'amplif. delle freq. acustiche: 12,5 V.
2. *Tensioni continue (a carico).*
   a) all'entrata del filtro di livellamento (anodo tubo UL41): 192 V;
   b) all'uscita del filtro di livellamento: 165 V;
   c) tra il potenz. di riferim. e il catodo del tubo UL41 (in assenza di segnale): 9,2 V.
3. *Correnti continue.*
   a) corrente complessiva nel circuito di alta tensione: 82 mA;
   b) corrente anodica del tubo UL41: 53 mA;
   c) corrente di griglia schermo del tubo UL41: 9 mA.
4. *Cifre di funzionamento.*
   a) Sensibilità a 800 kHz ($Wo$ = 50 mW), 9 μV;
   b) Rapporto segnale/rumore ($Wo$ = 0,7 W), — 40 dB;
   c) Selettività, ∼ 45 dB, per una dissintonia di ± 10 kHz.


## RINGRAZIAMENTI.

L'autore porge vive grazie all'Egr. Dott. Ing. Pasquale e all'Egr. Dott. Ing. Serralunga, della S. A. Philips, dai quali fu signorilmente offerta a scopo sperimentale una serie di tubi « U » Rimlock.


*

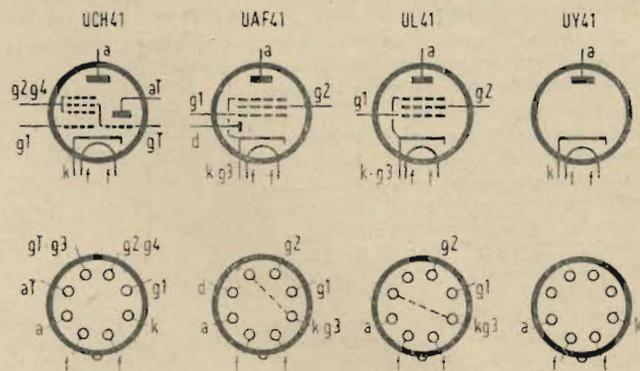



Fig. 7

# TECNICA DEGLI IMPULSI APERIODICI

di SERGIO MORONI

Abbiamo esposto in un precedente articolo i criteri costruttivi e la realizzazione di un generatore aperiodico di impulsi, utilizzando come alimentatore di un tubo ad onda progressiva per microonde e come pilota di apparecchiature di indagine fisica. Ci proponiamo ora di illustrare la tecnica di queste realizzazioni in modo da fornire un quadro il più possibile esteso delle applicazioni di questo tipo di oscillatore, che riteniamo siano studiate per la prima volta nel nostro paese.

Si è già illustrato il sistema di produzione degli impulsi, la cui frequenza è stabilita, solo per via statistica, dalla legge di Gauss e la cui ampiezza e linearità sono regolate da due circuiti speciali. Si è anche illustrato il procedimento di amplificazione rapida per mezzo di un circuito « a scatto ». All'uscita di questo circuito di amplificazione si collegano gli apparecchi di utilizzazione: ne illustreremo le caratteristiche ed il funzionamento nell'ordine risultante dalle esperienze da noi svolte in questi ultimi tempi.

## ALIMENTATORE DI UN TUBO AD ONDA VIAGGIANTE.

Il tubo ad onda viaggiante, comparso in questi ultimi tempi nelle ricerche relative alle ultrafrequenze ha la caratteristica di amplificare, con guadagno elevatissimo, una oscillazione modulata in ampiezza o in frequenza di larghissima banda (fino a 100 MHz) e di trasferirla nel campo delle microonde: ha dunque funzioni di amplificatore-convertitore, di notevole stabilità e a bassa potenza di alimentazione.

Il principio di funzionamento è il seguente: una oscillazione che si propaghi lungo una linea a fili di Lecher viene amplificata notevolmente se la velocità di circolazione di un campo elettrico ad essa sovrapposto, è molto vicina alla velocità di propagazione della fase dell'oscillazione. Data la presenza di « nodi » lungo la linea è sufficiente che un massimo del campo elettrico si trasli lungo la linea con una velocità tale da giungere sempre in fase nei « nodi » di oscillazione. Cioè il fascio elettronico che avanza lungo la linea deve essere modulato in velocità o ad impulsi, per poter trasferire energia in gruppi compatti. Siccome poi la larghezza della banda trasmessa dipende dalla interazione tra il fascio elettronico e le onde presenti sulla linea è chiaro che occorrono sfasamenti variabili tra i gruppi elettronici in modo che essi possano interagire con tutto quel gruppo di onde che formano la banda di frequenza da amplificare.

Come si è detto il tubo ad onda viaggiante può servire unicamente come amplificatore-convertitore: l'A. ha progettato e costruito invece un tubo che funziona anche come oscillatore ed è risultato che per questo modello la maggior efficienza si sarebbe raggiunta (e la banda trasmessa sarebbe stata larghissima) se il fascio elettronico fosse stato modulato con impulsi a distribuzione gaussiana di frequenza.

Il generatore aperiodico illustrato in precedenza aveva dunque il compito di comandare il movimento elettronico, in modo che i gruppi obbedissero alla legge più sopra indicata.

Con accelerazione del moto casuale degli elettroni del thyratron 2D21 e con regolazione al minimo delle costanti di tempo dei circuiti e dell'amplificatore si sono ottenute interazioni efficaci in una banda di 120 MHz, così da permettere una emissione FM sulla lunghezza d'onda di 2,4 cm con un livello del disturbo 95 dB al disotto del massimo di modulazione (compressa a 40 dB sopra il minimo per mezzo di una preenfasi di 75 microsecondi).

Per ottenere una sufficiente potenza di uscita il circuito a scatto è stato costituito con un triodo speciale per alte tensioni (6000 V anodici) e tutto il complesso è stato alimentato con un regolatore stabilizzato (fattore di stabilizzazione: 1:250.000).

## ANALOGIE ELETTRICHE.

Un campo di indagine molto interessante è quello relativo alle analogie elettriche, cioè alla proprietà che godono i circuiti elettrici di fornire per mezzo della lettura degli strumenti di uscita la soluzione di complessi problemi meccanici difficilmente riproducibili in scala sperimentale.

Tale proprietà è dovuta al fatto che ad alcune delle grandezze fisiche (massa forza, velocità ecc.) si possono far corrispondere le grandezze elettriche comuni (resistenza, induttanza corrente ecc.).

La tabella allegata indica le corrispondenze fondamentali utilizzate in questo tipo di ricerche.

Come si vede esistono quattro tipi di analogie possibili e per mezzo di esse si possono risolvere i problemi che si presentano in apparecchiature meccaniche complesse soggette all'azione delle forze le più disparate. Il generatore aperiodico permette l'indagine anche nel caso di sollecitazioni qualsiasi (si è studiata ad es. l'azione di ammortizzamento degli urti in un'automobile che percorre una strada accidentata e il sovraccarico di una turbina a gas collegata ad una sorgente termica non regolata).

La tecnica delle esperienze è la seguente: si costruisce un circuito elettrico in cui siano compresi gli elementi passivi corrispondenti alle condizioni del complesso in esame e quindi vi si collega l'uscita del generatore. Per mezzo di un voltmetro elettronico o di un galvanometro si registrano le variazioni intervenute nella tensione o nella corrente immesse: le registrazioni, riportate con adatta scala in grafici, danno la soluzione del problema impostato.

Per mezzo di circuiti di calcolo elettronici, collegati tra i vari elementi del circuito rivelatore è possibile ottenere la soluzione di equazioni molto complesse e perciò riteniamo utile fornire qualche notizia di questi circuiti molto semplici e tuttavia interessantissimi.

Con delle reti a resistenza è possibile ottenere circuiti capaci di fornire all'uscita tensioni che sono la somma, la differenza e il prodotto di un numero qualsiasi di tensioni d'impostazione. Lo schema di fig. 1 dà una idea del principio costruttivo di un complesso capace di fornire la soluzione del sistema di equazioni:

$$Ax+By = 0$$
$$Cx+Dy = 0$$

Come si vede si hanno quattro linee in cui sono immesse, per mezzo di potenziometri le costanti dell'equazione, tradotte in spostamenti dei cursori mentre le variabili (dipendenti dalle costanti) sono inserite automaticamente, finchè si raggiunga la posizione di equilibrio di Kirchoff, con altri potenziometri comandati da servomotori extraregolati. Se ai cursori dei potenziometri delle variabili sono collegati indici su quadranti opportunamente graduati è possibile effettuare direttamente la lettura dei risultati. Se invece l'operazione deve essere eseguita nel complesso dell'esperienza le tensioni d'uscita sono immesse nei successivi stadi di esame.

Con circuiti di questo tipo, uniti ad apparecchiature per lo studio delle analogie pilotati del generatore aperiodico è stato possibile risolvere alcuni complessi problemi relativi alla radiazione cosmica e al funzionamento delle pile atomiche ad uranio.

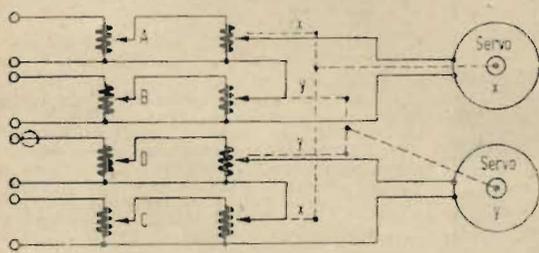
## CALCOLATORI ELETTRONICI.

Per indagini ancor più complesse si sono utilizzati, congiuntamente ai precedenti, circuiti contatori di impulsi, integratori, variatori di fase ed invertitori in modo da avere a disposizione sorgenti di energia di caratteristiche disparate e di altissima precisione.

Una combinazione appropriata dei suddetti tipi di circuiti, uniti a trasduttori elettromeccanici hanno permesso la formazione di un calcolatore elettronico, capace di risolvere equazioni differenziali ed integrali con un numero elevato di variabili (fino a 10) pur senza complicare eccessivamente la costruzione ed il funzionamento delle apparecchiature.

Lo stenogramma di fig. 2 illustra la composizione del calcolatore di cui illustriamo brevemente il principio e la realizzazione.

Per mezzo degli organi di impostazione si regola l'uscita del generatore aperiodico in modo che la successione di impulsi casuale sia adatta a pilotare i circuiti successivi del calcolatore: si dispongono cioè le cose in modo che alcune frequenze di impulsi siano predominanti rispetto alle altre e che i periodi di azionamento del complesso rispondano a leggi determinate dal tipo di operazione da svolgere.

Gli « ordini » sono dati per mezzo di un codice a base 5 costituito da un circuito « scala » derivante da una combinazione di 5 tubi elettronici collegati in modo che per ogni stato di equilibrio vi sia un solo tubo conduttore ed esso corrisponda, nell'ordine a quella data cifra di codice che, combinata con le altre fornisce il valore (in componenti impulsive) da immettere nei circuiti di calcolo. Nella « base 5 » gli impulsi che entrano nel complesso codificatore nell'ordine di successione determinato dai precedenti controlli sono selezionati da un circuito, costituito da due tubi, in cui a seconda degli intervalli tra impulso e impulso, fornisce un responso variabile, costituito da non più di 5 impulsi a dente di sega. Immesso nel circuito « scala » gli impulsi si distribuiscono

| Grandezze | Analogie | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 1 | 2 | 3 | 4 |
| Forza | V | | I | |
| Integrale della forza | | V | | I |
| Spostamento | Q | I | | V |
| Velocità | I | | V | |
| Accelerazione | dI / dt | | dV / dt | |
| massa | L | | C | |
| rigidezza | 1 / C | | 1 / L | |
| coefficienti di attrito | R | | 1 / R | |
| pulsazione | ω | | | |

tra i vari tubi a seconda dell'ampiezza (funzione dell'intervallo) e creano così la codificazione necessaria, che risulterà adatta al comando del perforatore che fornisce i risultati.

La scelta delle costanti di tempo dei circuiti selettori della « scala » forma la base del processo di codificazione.

Per la lettura dei risultati con un oscillografo il responso del calcolatore è decodificato in un circuito numeratore studiato in modo da convertire la modulazione in codice in modulazione in ampiezza, per mezzo del ritardo dovuto alla grande inerzia del circuito.

Il principio di funionamento è il seguente: il calcolatore va pensato come una macchina capace di « produrre » in un tempo brevissimo tutti i numeri compresi in un dato intervallo, con una legge qualsiasi. Questa serie non ordinata di valori attraverso i vari circuiti successivi viene ordinata, selezionata ed esaminata in modo che al termine di tutte queste operazioni risulti evidente quel valore o quel gruppo di valori che forma la soluzione del problema impostato. L'apparecchio agisce cioè come un matematico che per trovare la soluzione di un'equazione; anzichè applicare le regole solite facesse la prova per tutti i valori che le variabili possono assumere in un dato intervallo.

Il procedimento sarebbe poco pratico se applicato per equazioni semplici e per opera umana, ma l'altissima velocità di « numerazione » del generatore aperiodico e la complessità dei problemi trattabili fanno sì che il sistema studiato risponda completamente allo scopo.

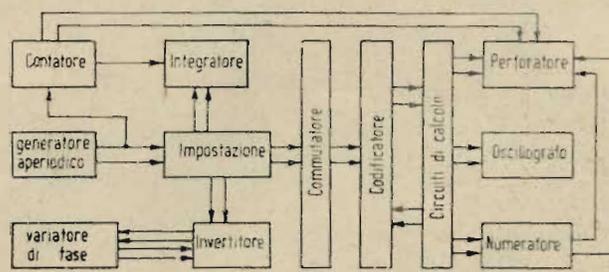
L'apparecchio comprende 22 tubi elettronici (escluso l'alimentatore) e 10 motorini: non richiede perciò spese eccessive di costruzione.

I risultati sono forniti sotto forma di: 1) codice a perforazione; 2) oscillogrammi; 3) numerazione.

Per il controllo dei risultati intermedi si fa uso di un circuito voltmetrico, collegato per mezzo di prese volanti e i risultati possono essere controllati per mezzo di un elettrometro ad altissima sensibilità, costituito da un tubo elettronico utilizzato in modo tale che la sua corrente di griglia sia dell'ordine di $10^{-14}$ ampere (un centomillesimo di miliardesimo di amp.) e che perciò acquista una sensibilità tale che è necessario rivestirne l'involucro con una vernice opaca e fortemente isolante perchè altrimenti la luce e l'elettricità atmosferica disturberebbero le misure. Questo elettrometro comanda un amplificatore per corrente continua che rende possibile la lettura dei risultati.

Con questo apparecchio è possibile rilevare i valori di quantità infinitamente piccole che compaiono nelle operazioni come termini di disturbo e stabilire le soluzioni delle equazioni con approssimazioni fino alla decima cifra decimale.

Non riteniamo adatta a queste pagine una spiegazione più approfondita perchè la complessità degli sviluppi matematici relativi alla teoria dei circuiti impiegati poco si addice ad una esposizione divulgativa. ✱

*Schema di circuito capace di fornire la soluzione di un sistema di equazioni del tipo $Ax+By=0$ $Cx+Dy=0$.*

*Stenogramma illustrante la composizione di un semplice calcolatore elettronico il cui principio di funzionamento e la realizzazione sono descritti nel testo.*

# rassegna della stampa

## Analisi di vari "S" metri che possono essere incorporati in ricevitori già realizzati

di DON M. WERRY

*RADIO NEWS* — *Ottobre 1948*

I metodi che possono seguirsi nell'inserzione di un circuito « Smeter » sono diversi ma tutti questi possono raggrupparsi in due categorie e precisamente:

*a*) quelli che rivelano direttamente la tensione C.A.V. generata dall'onda in arrivo al ricevitore;

*b*) quelli che rivelano indirettamente la

Fig. 1

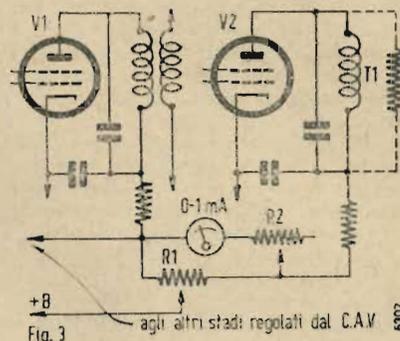
tensione C.A.V. misurando le conseguenze da essa determinata.

Vengono qui descritti alcuni fra i più convenienti circuiti di « S meter »:

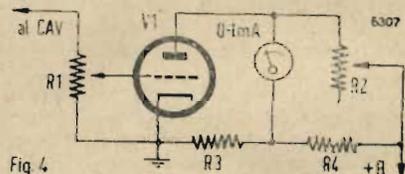
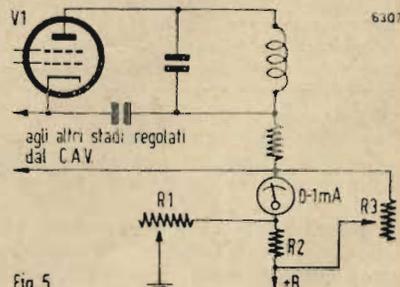
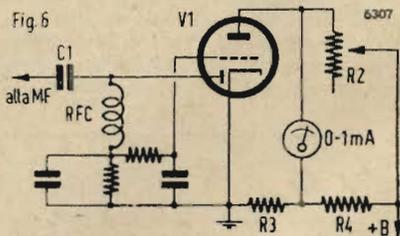
La fig. 1 riproduce un circuito in cui vengono usati due tubi in un sistema a ponte, uno di questi tubi è controllato dal C.A.V. ed uno no. Il primo tubo può essere quindi quello appartenente allo stadio mescolatore, oppure allo stadio di RF, oppure allo stadio amplificatore di MF ed il secondo tubo poresistenza R1 dovrà, in via approssimata, avere un valore doppio al valore raccomandato per la polarizzazione automatica di un solo tubo (400-500 ohm circa). R2 è una resistenza che regola la sensibilità dello stru-

trà essere quello appartenente al primo stadio di amplificazione in Bassa Frequenza. Questo circuito obbliga ad avere la stessa polarizzazione di catodo per entrambi i tubi per segnale in arrivo uguale a zero. La mento usato, mentre con la regolazione del cursore di R1 si troverà la posizione di equilibrio del ponte in assenza di segnale, comando che potrà essere ubicato in qualsiasi parte dello chassis, che si reputi conveniente.

In assenza di segnale, il ponte sarà equilibrato e lo strumento indicherà corrente zero, in presenza di segnale entrerà in funzione il C.A.V. e il tubo V1 controllato allora da tale tensione erogherà una minor corrente, causa che sbilancerà il ponte essendo diminuita la caduta di tensione nel ramo a sinistra della resistenza R1. Lo schema rappresentato in fig. 2 elettricamente è ancora uguale al circuito di fig. 1, questo secondo circuito presenta però maggior facilità di cablaggio.

Lo schema di figura 3 è ancora simile come principio elettrico ma il sistema e ponte è ricavato sui circuiti anodici invece che sui catodi, cosa che permette la messa a massa diretta dei catodi appartenente ai tubi controllati dal C.A.V. Possono venire usati anche diversi tubi controllati dal C.A.V. collegati nel punto X con un tubo V2 ad elevata corrente anodica, oppure al posto di V2 porre una resistenza derivata a massa come è indicato dallo schema di fig. 5, questo per-

T1 *dovrebbe essere uno stadio di BF e dovrebbe avere una resistenza od una impedenza uguale al carico anodico del tubo invece di essere un trasformatore a* RF.

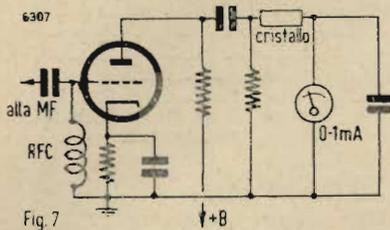
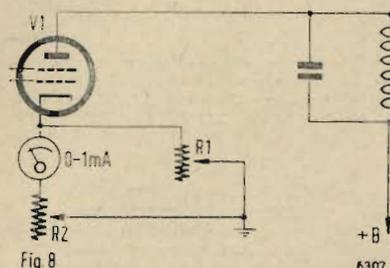
mette l'uso di uno strumento meno sensibile dell'ordine dei 10 mA fondo scala, è ovvio che la sensibilità dello strumento indicatore sarà funzione del numero delle valvole controllate dal C.A.V.

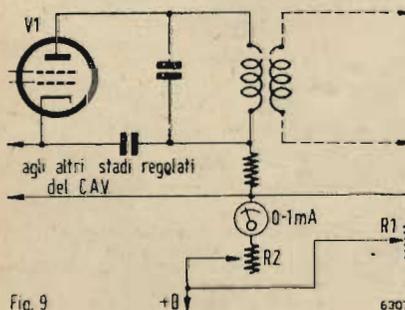
La fig. 4 indica l'uso di un tubo usato unicamente per l'« S meter » ed è fra i circuiti più raccomandabili per quest'uso. La Resistenza R1 serve a regolare la sensibilità, R2 serve per la regolazione dello zero. In presenza di zero segnale all'ingresso del ricevitore si ha che la corrente che scorre attra-

*Il potenziometro* R1 *deve avere una forte resistenza per minimizzare il carico sul circuito del C.A.V.*

verso R2, lo strumento e la R3 è opposta alla corrente che scorre attraverso R4, lo strumento e V, ne consegue che il milliamperometro indicherà corrente zero, in presenza di segnale la corrente anodica del tubo V, cade per effetto del C.A.V., il sistema a ponte si squilibra e lo strumento devia proporzionalmente all'intensità del segnale in arrivo.

Per i ricevitori sprovvisti di C.A.V. si potrà montare il circuito indicato in fig. 6 il quale è, come principio simile a quello di fig. 4 ma ha in più il diodo per la rettificazione della tensione C.A.V.; in questo cir-

Il rendimento dell'alimentatore raffigurato in fig. 3 è maggiore del 40% rispetto ad un alimentatore di identiche caratteristiche elettriche facente però uso di un dinamotore.

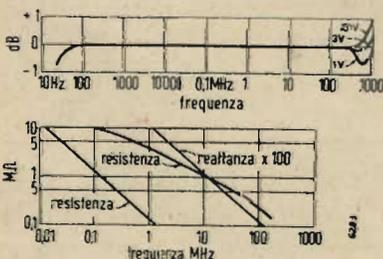
cuito C, è accoppiato all'ultimo accordo di MF (quindi dopo l'inserzione di tale circuito si dovrà ritoccare l'accordo dell'ultimo circuito di MF). Il circuito rappresentato in fig. 7 rispecchia l'uso di un rettificatore a cristallo al posto di un rettificatore a diodo, in questo caso però bisognerà disporre di uno strumento di elevata sensibilità che presenta il vantaggio di caricare meno sull'ultimo accordo di MF a guadagno della selettività.

Il circuito di fig. 8 illustra il principio da seguire nell'uso di uno strumento con zero

a destra e quindi con deviazioni da destra a sinistra quest'ultimo circuito può valersi di qualsiasi tipo di tubo. R, è il controllo di sensibilità, R2 è la regolazione di zero convenzionale.

Il funzionamento è estremamente semplice, si regolerà con R2 che l'indice dello strumento sia all'estremo sinistro, il tubo quando sarà controllato dalla tensione C.A.V. diminuirà la sua corrente catodica facendo deviare l'indice da sinistra a destra.

Infine lo schema di fig. 9 rappresenta ancora il circuito di fig. 8 ma con lo strumento indicatore attraversato dalla corrente catodica di più stadi regolati dalla tensione C.A.V. *R. B.*

# Misure di tensione a frequenze elevate

(da PIRE)

Realizzato dalla « Laboratory instruments » questo voltmetro permette la misura di tensione sino alla frequenza di 700 MHz e come

si può giudicare dalla curva di risposta si hanno per valori maggiori di frequenza bassi valori di errore.

Al vantaggio di una curva di risposta piatta su una vasta gamma di frequenza si aggiunge una piccolissima capacità di entrata e pure un'elevata impedenza, come è indicato dal grafico relativo alle caratteristiche d'ingresso. Come rivelatore di Radiofrequenza questo strumento è utilizzabile sino alla frequenza di 3000 MHz. Oltre che per misure di radiofrequenza questo strumento può essere usato come voltmetro in corrente continua o come misuratore d'uscita. Per tensioni alternate esistono sei scale, la prima di 1 volt fondo scala e la sesta di 300 volt fondo scala. Per tensioni continue vi è inoltre una scala sino a 1000 Volt. Per tutte le portate l'impedenza d'ingresso è di 100 Mohm. Come ohmmetro si possono misurare resistenze da 0,2 ohm a 500 Mohm in sette gamme.

Il nome commerciale di tale strumento è di 410 A.

Allo stesso scopo la General Radio ha costruito il « Galvanometro a cristallo » tipo 1802A. Questo strumento permette la misura di tensioni da frequenze di 30 a 1000 MHz. Come indicatore di Radiofrequenza può funzionare sino a 4000 MHz. E' a lettura diretta e possono essere apprezzate tensioni varianti da 0,1 a 100 volt. Il « probe » è costituito da un rettificatore a cristallo del tipo 1N21B. Lo strumento incorpora un amplificatore in corrente continua.

I problemi inerenti all'impedenza d'ingresso sono stati risolti in maniera brillante; la frequenza di risonanza del « probe » è risultato essere a 1800 MHz. L'amplificatore in corrente continua si vale di uno stadio controreazionato con circuito ad uscita di catodo combinato in un montaggio a ponte. La sensibilità dello strumento è dipendente dalla regolazione di zero. VP

# I rettificatori al selenio negli alimentatori per apparecchi telericeventi

di G. FANNAKINO

*RADIO NEWS* Settembre 1948

Il recente sviluppo dei rettificatori al selenio del tipo miniatura ad opera della Federal Telephone and Radio Corporation ha permesso l'adozione di questi negli alimentatori per i televisori apportando un forte beneficio al fattore costo e al fattore ingombro.

I ricevitori per televisione generalmente richiedono un'uscita in CC di 400 volt 200 mA e di 200 volt 100 mA ricavati dalla rete a 110 volt a 60 periodi. I circuiti tutt'ora nell'uso comune sono quelli indicati in fig. 1.

Dall'esame di questa figura sorge il problema se convenga il collegamento a ponte che comporta l'uso di un maggior numero di rettificatori però con un trasformatore a tensione metà di quanto sia richiesta nel caso rappresentato a destra in fig. 1, oppure se sia conveniente usare un trasformatore ad elevata tensione (che richiede una potenza di 1,22 volte maggiore di quella richiesta nel trasformatore del montaggio a ponte) risparmiando il numero dei rettificatori. Con l'uso di valvole si propendeva senz'altro per l'adozione dello schema a due rettificatori per economia di costo e di spazio pur dovendo richiedere una tensione di 800 volt al trasformatore per l'elevata caduta interna dei tubi

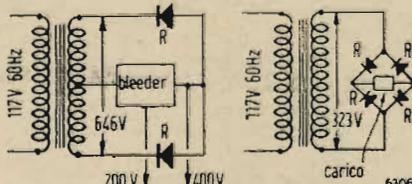



Fig. 1. - *Alimentatori con rettificatori ad onda intera per 400 V CC.*

rettificatori oltre che l'uso di un partitore per ottenere i 200 volt richiesti.

L'adozione dei rettificatori al selenio apportano una migliore soluzione al suaccennato problema migliorando il costo complessivo e diminuendo l'ingombro.

Com'è indicato in fig. 2 oltre che il risparmio di costo e di spazio si migliora pure il rendimento elettrico del complesso, potendo ricavare i 200 volt (100 mA) non più

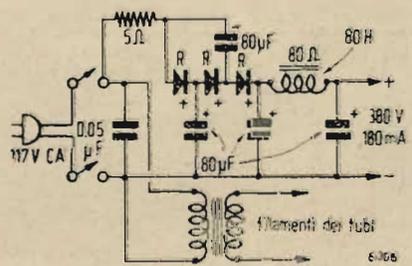



Fig. 2. - *Alimentatore con rettificatori ad onda intera facente uso del rettificatore al selenio Federal 404D2795 per tensioni di 400 e 200 V rispettivamente con 200 e 100 mA.*

con partitore ma tramite la presa centrale sul secondario di alta tensione. Si avrà qui un risparmio di 20 watt rispetto al partitore, un risparmio di 60 watt circa viene ad effettuarsi a causa dell'eliminazione dei filamen-

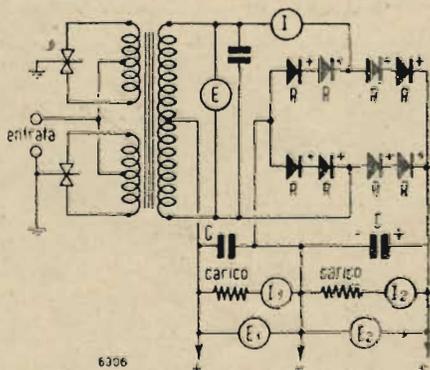
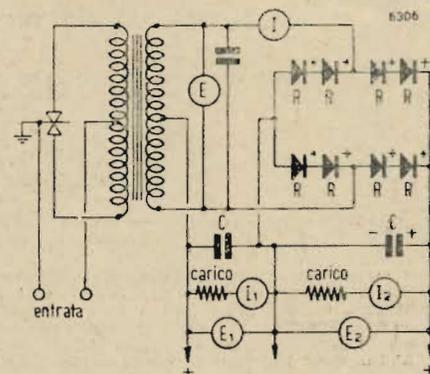



Fig. 3. - *Schemi di alimentatore a vibratore con rettificatori al selenio per l'alimentazione in CC.*

ti, di conseguenza il calore sviluppato dal complesso è fortemente ridotto. L'uso di rettificatori al selenio ha permesso di mantenere la temperatura dell'alimentatore a soli 20° centigradi, cosa questa che viene di gran lunga ad aumentare la vita di tutto il ricevitore.

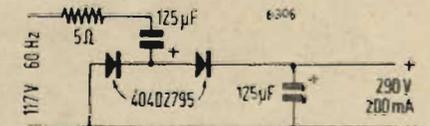



Fig. 4. - *Duplicatore di tensione con rettificatori al selenio senza trasformatore e senza impedenza di filtro per televisore con tubo di 7 pollici.*

La costanza della tensione all'uscita si mantiene ottima per lo scopo richiesto variando da 469 volt a vuoto a 400 volt con pieno carico di 200 mA, questa stabilità è indipendente dai C di spianamento, da essi dipende unicamente il contenuto percentuale di alternata. Il circuito di figura 2 si presta egregiamente all'uso di un vibratore per l'alimentazione in corrente continua per complessi mobili dove i fattori peso e ingombro rivestono carattere di grande importanza, difatti l'uso di vibratori è preferito all'uso dei dinamotori appunto per il loro peso.

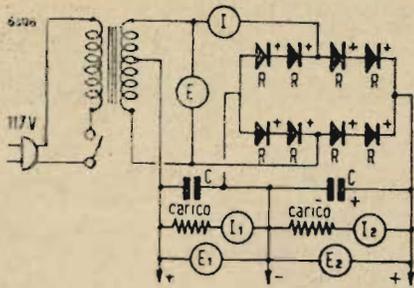
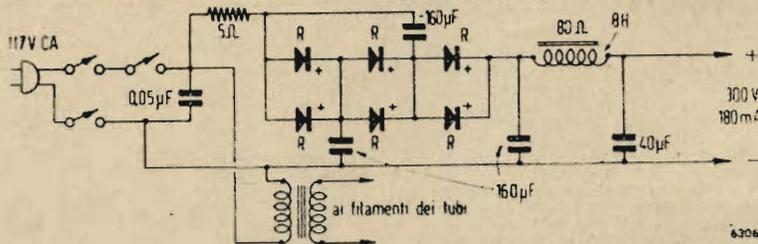



*Fig. 5. - Un alimentatore di 68 W con rettificatori al selenio per l'alimentazione di radiovisori. I rettificatori usati sono del tipo Federal* 404D2795.

In figura 4 viene riprodotto un duplicatore di tensione senza trasformatore e senza impedenza di filtro, realizzazione questa che ha permesso l'immissione sul mercato dei televisori a basso prezzo. Tutti questi miglioramenti hanno permesso di ridurre il peso e le dimensioni del televisore sino a raggiungere i 12 kg circa per tutto il complesso televisivo con tubo da 7 pollici (17,5 cm). L'eliminazione del trasformatore ha un grande vantaggio nei televisori perchè non di rado nel progetto dei televisori si deve ubicare il trasformatore di alimentazione in uno chassis separato a causa della sua influenza sul cinescopio a causa dei nocivi effetti del suo flusso disperso. Per apparecchiature di maggior dimensionamento vengono usati gli schemi riprodotti in fig. 5, 6 e 7.

Il circuito di fig. 7 è particolarmente indicato e fa uso di un circuito di alimentazione separato per ogni servizio come: BF. RF, asse dei tempi, negativi e tensione per messa a fuoco, cosa questa che sarebbe impossibile se si usassero tubi a vuoto.

L'uso di alimentatori separati per ogni servizio presenta il vantaggio di rendere elettricamente indipendente una sezione dall'altra ed ovviare a certi inconvenienti dovuti all'unica alimentazione, quale ad esempio la « sfuocatura » dell'immagine al variare del CAV e così per gli altri circuiti come l'asse dei tempi e l'amplificazione in RF.

Le curve di collaudo relative ai circuiti indicati e facenti uso di rettificatori al selenio del tipo 403D2625 della Federal sono stati riprodotti nei grafici di fig. 8, 9 e 10 a dimostrare i miglioramenti ottenuti in questo campo e i vantaggi derivanti da tali montaggi. In tutti questi circuiti è fatto uso di capacità elevate al fine di migliorare la stabilità ed il filtraggio, ma non è detto che pure con un maggiore risparmio in condensatori si possano ottenere ugualmente buoni risultati. E' raccomandato l'uso di una resistenza variante da 5 a 22 ohm in serie ad ogni circuito come limitatore di corrente e all'occorrenza come fusibile. La seguente tabella 1 dà il contenuto percentuale di alternata in funzione delle capacità di spianamento e in funzione pure della corrente di carico. I rettificatori al selenio del tipo « Miniature » hanno incontrato sul mercato americano larghissimo credito.

*R. B.*

*Fig. 6. - Un alimentatore di 112 W usante un circuito triplicatore di tensione con rettificatori al selenio di tipo miniatura.* Federal 404D2795.

Caratteristiche di regolazione dei circuiti rettificatori al selenio del tipo miniatura « Federal 404D2795 ».

| Entrata | CA | Uscita | | CC | | Onduiazione | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| E (V) | I (A) | E1 (V) | I1 (mA) | E2 (V) | I2 (mA) | E1 (V) | E2 (V) | C (uF) |
| 323 | ,54 | 200 | 100 | 400 | 200 | 4,5 | 9,2 | 40 |
| 323 | ,43 | 203 | 75 | 402 | 150 | 3,4 | 7,1 | — |
| 323 | ,30 | 205 | 50 | 410 | 100 | 2,35 | 4,8 | — |
| 323 | ,16 | 210 | 25 | 416 | 50 | 1,22 | 2,5 | — |
| 323 | ,0055 | 219 | 0 | 469 | 0 | ,37 | ,22 | — |
| 323 | ,54 | 200 | 100 | 400 | 200 | 3,0 | 6,2 | 60 |
| 323 | ,43 | 204 | 75 | 402 | 150 | 2,2 | 4,9 | — |
| 323 | ,30 | 206 | 50 | 410 | 100 | 1,55 | 3,25 | — |
| 323 | ,16 | 210 | 25 | 416 | 50 | ,83 | 1,7 | — |
| 323 | ,0055 | 219 | 0 | 469 | 0 | ,27 | ,15 | — |
| 323 | ,54 | 200 | 100 | 400 | 200 | 2,2 | 4,7 | 80 |
| 323 | ,43 | 209 | 75 | 401 | 156 | 1,7 | 3,6 | — |
| 323 | ,30 | 206 | 50 | 410 | 100 | 1,15 | 2,4 | — |
| 323 | ,16 | 210 | 25 | 416 | 50 | ,64 | 1,25 | — |
| 323 | ,0055 | 219 | 0 | 469 | 0 | ,20 | ,11 | — |

*Fig. 7 - Schema di alimentatore multiplo, completo, per radiovisore, provvisto unicamente di rettificatori al selenio tipo miniatura* Federal 403D2 625.

*Fig. 8. - Curve caratteristiche di regolazione di tensione di un rettificatore al selenio di tipo miniatura* Federal 403D2625 *con un resistore serie di 22 ohm in un circuito rettificatore di mezza onda.*

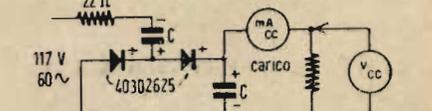
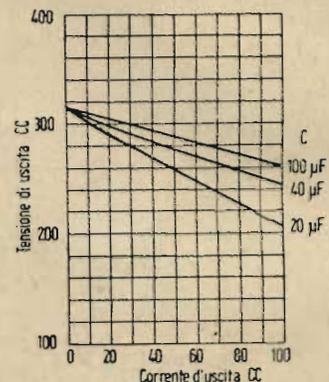



*Fig. 9. - Curve caratteristiche di regolazione di tensione di due rettificatori al selenio di tipo miniatura* Federal 403D2625 *con un resistore serie di 22 ohm in un circuito duplicatore di tensione.*

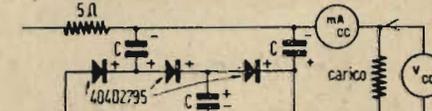
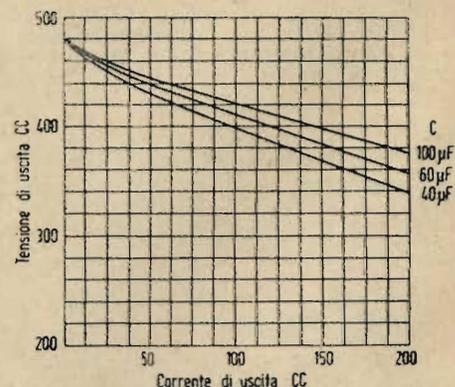



*Fig. 10. - Curve caratteristiche di regolazione di tensione di tre rettificatori al selenio di tipo miniatura* Federal 304D2625 *con resistore serie di 5 ohm in un circuito triplicatore di tensione.*

# Amplificatore di elevata sensibilità con valvole tipo miniatura

di W. M. BOYER & E. TOOPS

*DA RADIO NEWS* *Settembre* 1948

Apre la discussione relativa allo schema riportato in figura 1 l'esame dei requisiti che deve possedere un amplificatore quando questo debba fornire una riproduzione di qualità elevata, requisiti, che qui brevemente riassumiamo:

*a*) banda passante 40 ÷ 10.000 C/s (e per le trasmissioni FM si hanno come frequenze frontiere 40 ÷ 15.000 C/s;

*b*) bassa distorsione totale;

*c*) espansione dell'inviluppo per ripristinarlo al suo primitivo livello dato che, sia durante l'incisione oppure durante la modulazione su portante a RF, ha subito una compressione.

Oltre a queste generiche qualità un amplificatore di BF abbisogna di un'elevata amplificazione oggi tanto più in quanto vanno diffondendosi sempre più sul mercato i « pick ups » e basso livello d'uscita quali quelli usati per i dischi a microsolco (Vedi n. 9 de « l'antenna »).

Orbene tutti questi requisiti portano di consueto a soluzioni costose e assai ingombranti; gli autori hanno pensato di ridurre sia il costo che le dimensioni presentando questo nuovo modello facente uso unicamente di tubi dei tipo « Miniature ».

La curva di risposta di questo amplificatore si mantiene piatta da 80 a 10.000 periodi come dal grafico di fig. 2, in questo grafico và pure notata la curva tratteggiata quando si vogliano tagliare le frequenze alte tramite un condensatore da 1000 pF in parallelo al primario del trasformatore d'uscita.

La scelta dei due triodi preamplificatori del tipo 6C4 và ricercata nella necessità di dover avere basso rumore di fondo e di poter alimentare i filamenti con corrente continua sempre per diminuire il fruscio di fondo nelle condizioni di massima amplificazione.

Il tubo 9003 è stato scelto a causa del suo punto di interdizione lontana per il circuito di espansione, una 6AG5 è stata usata quale amplificatrice per l'espansore (un tubo 6AK5 darebbe ugualmente buoni risultati) quale rettificatore dell'espansore si è scelto il doppio diodo 6AL5 il quale presentando un piccolo carico rispetto al tubo 6AG5 fornisce un'elevata tensione di controllo per l'espansione. In un primo tentativo si era posto invece del tubo 6AL5 un diodo Sylvania 1N21 ma questo veniva a presentare un forte carico alla 6AG5 e quindi una bassa tensione rettificata per il controllo dell'espansione. Un tubo 6J6 è stato montato quale invertitore di fase.

La scelta dei due pentodi finali del tipo 50B5 è dovuta a due fattori, il primo d'indole economica, il secondo perchè il loro filamento collegato in serie ai due triodi 6C4 evita l'uso di una resistenza di caduta per l'alimentazione in CC dei due triodi.

Un controfase di 50B5 fornisce una potenza di 4 Watt con bassissimo percentuale di distorsione.

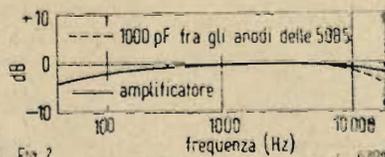
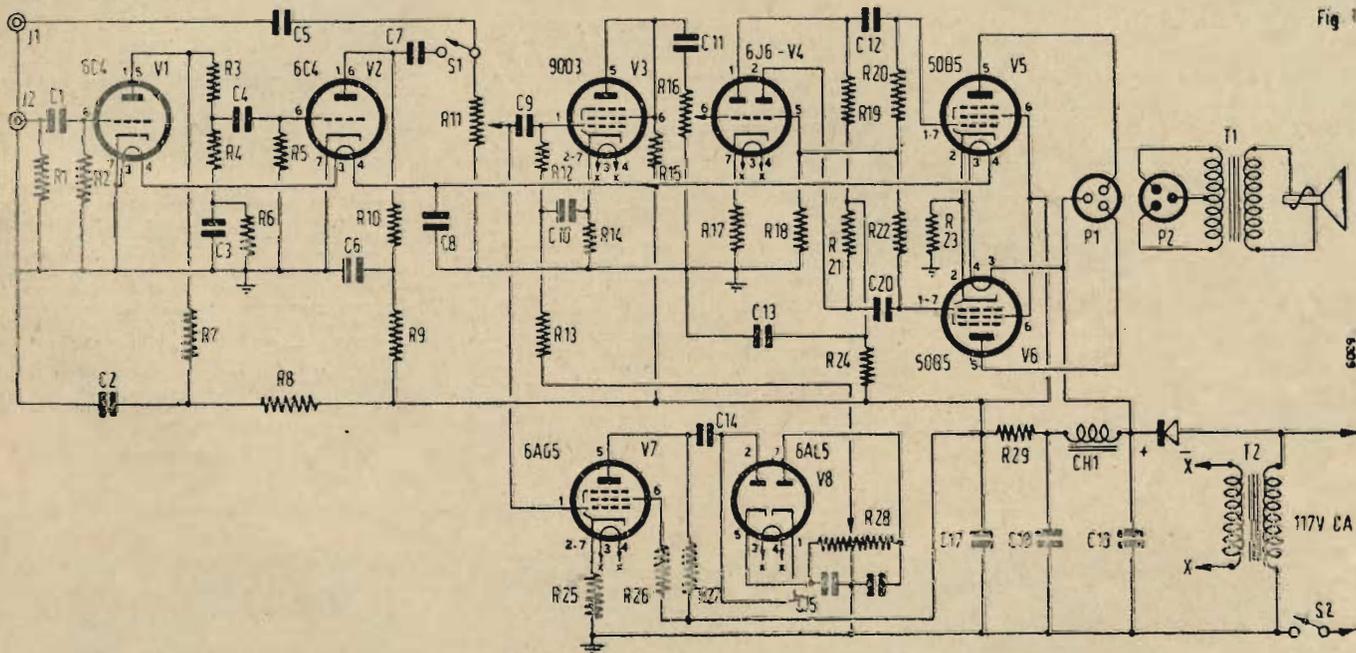



**TABELLA 1**

Curva della risposta di frequenza dell'amplificatore. Il livello ottenuto a 1000 Hz è stato assunto come livello corrispondente a 0 dB.

| Hz | dB (*linea interna*) | dB (*linea tratteggiata*) |
|---|---|---|
| 10 | — 3,0 | — 3,0 |
| 100 | — 1,3 | — 1,3 |
| 200 | — 1,35 | — 1,15 |
| 400 | — 0,30 | — 0,30 |
| 500 | — 0,0 | — 0,0 |
| 3.000 | — 0,0 | — 0,0 |
| 4.000 | — 0,30 | — 0,30 |
| 5.000 | — 0,50 | — 0,50 |
| 7.000 | — 0,90 | — 0,90 |
| 9.000 | — 1,0 | — 1,0 |
| 10.000 | — 1,2 | — 1,7 |
| 12.000 | — 1,5 | — 3,0 |
| 15.000 | — 1,9 | — 5,12 |

*R*1 = 6800 ohm, 1/2 W; *R*2=*R*5=3,3 Mohm, 1/2 W; *R*3 = 220 kohm, 1/2 W; *R*4=27 kohm, 1/2 W;; *R*6 = 180 kohm, 1/2 W; *R*7 = *R* = 872 kohm, 1/2 W; *R*9 = *R*10=33 kohm, 1/2 W; *R*11=1 Mohm, potenziometro; *R*12 = *R*26 = 1 Mohm, 1/2 W; *R*13 = 470 kohm, 1/2 W; *R*/14=*R*25=3 kohm, 1/2 W; *R*15=47 kohm, 1/2 W; *R*16 = 1 Mohm, potenziometro; *R*17 = 51 ohm, 1/2 W; *R*18=*R*20=*R*22=*R*27 = 220 kohm, 1/2 W; *R*19=*R*21 = 100 kohm, 1/2 W; *R*23=75 ohm, 5 W, resistenza a filo avvolto; *R*24=220 kohm, 1/2 W; *R*28=1 Mohm, potenziometro con presa centrale; *R*29 = 2,5 kohm, 10 W, resistenza a filo avvolto; *C*1=*C*4=*C*5=*C*7=*C*9 = *C*14=0,05 uF, 400 V; *C*2=*C*6=20/20 uF, 150/150 V, elettrolitico; *C* = 30,01 uF, 400 V; *C*8=500 uF, 25 V, elettrolitico; *C*10=0,5 uF, 400 V (vedi testo); *C*11=*C*12 = *C*20=0,1 uF, 400 V; *C*13=10 uF, 150 V, elettrolitico; *C*15 = *C*16 = 0,5 uF, 400 V; *C*17=*C*18=*C*19=50 uF, 150 V, elettrolitico; *CH*1 = 10*H*, 60 mA, filtro d'arresto; rettificatore al selenio da 200 mA; *T*1 = trasf. d'uscita; *T*2 = 6,3 V a 1,5 A, alimentazione dei filamenti; *S*1 ed *S*2 = interruttori.

Il circuito espansore è convenzionale ed è qui costituito da tre tubi: 9003; 6AG5 e 6AL5, il principio secondo cui questo circuito funziona è simile a quello del CAV nei circuiti a supereterodina, senonchè qui viene rettificata una tensione a frequenza musicale. Mercè l'uso di un « center tap » sul potenziometro R28 si potrà far funzionare il sudetto circuito sia come espansore, sia come compressore nel caso si usi questo amplificatore per incisione, la costante di tempo di tale comando è regolata dal condensatore C10.

Durante il funzionamento di riproduzione spece di musica classica è conveniente una forte costante di tempo al contrario, funzionando l'amplificatore in incisione, è conveniente una bassa costante di tempo.

I valori di C10 variano quindi da 0.5 a 1 μF, valori maggiori di questi possono essere convenientemente usati durante la riproduzione di musiche brillanti.

La sensibilità del preamplificatore per la massima uscita è di 2,5 mV ed è quindi raccomandato per l'uso del nuovo « pick-up » a riluttanza variabile costruito dalla General Elettric ed avente un'uscita di 11 mVolt.

La resistenza R1 controlla la risposta sulle frequenze elevate, una diminuzione del suo valore abbassa la resa sulle frequenze alte, un valore elevato eleva la resa.

Il condensatore C3 e la resistenza R6 controllano l'equalizzazione delle frequenze basse presentando una diversa impedenza alle frequenze di entrata, variando quindi gli elementi suddetti si agirà sulla qualità della resa totale. Gli autori raccomandano però di non allontanarsi eccessivamente dai valori segnati.

Per l'limentazione è stato fatto uso di un circuito senza trasformatore e con rettificatori al selenio. A limitare la corrente nell'impedenza di filtro la derivazione per l'AT che alimenta i filamenti è stata derivata subito all'uscita del rettificatore. L'alimentazione non è provvista di partitore essendo più che sufficiente la derivazione dei filamenti. La tensione dei filamenti è filtrata unicamente sulle due 6C4 dal condensatore C8. L'alimentazione degli altri filamenti è fatta con trasformatore normale.

Dovendo avere in comune sia il negativo dell'alta tensione che un capo della rete si dovrà, volendo evitare scosse allo schassis, isolare questo collegamento.

Nel montaggio dei tubi si è schermato unicamente il primo tubo preamplificatore.

I controlli regolabili dall'esterno sono: l'interruttore acceso spento, il regolatore di volume ed il controllo dell'espansore.

Gli ingressi per segnali deboli e per segnali forti sono fatti tramite prese a jack. Ad evitare ronzio si potranno avvolgere i conduttori dei filamenti.

*R. B.*

# L'"hp 330B distorsion analizer"

(da P. I. R. E.)

Assolve queste sette importanti funzioni:

1. misura globale della distorsione in BF;
2. determina la distorsione di una portante di RF modulata;
3. determina livelli di tensione e potenza di uscita;
4. misura di guadagno di amplificatori e risposta;

5. misura direttamente disturbi di BF e rumore di fondo;
6. determina il valore di frequenza di BF sconosciute;
7. serve come amplificatore stabilizzato a larga banda

Questo strumento misura la distorsione ad ogni frequenza compresa tra 20 e 20.000 Hz. La misura viene effettuata eliminando la fondamentale ed osservando il rapporto tra l'onda originale e il totale delle rimanenti componenti armoniche.

Questa comparazione viene effettuata tramite un voltmetro a valvola incorporato. Lo strumento utilizza un unico circuito di accordo a resistenza analogamente al famoso oscillatore « *hp* 200 ».

Ciò permette una attenuazione infinita per ogni frequenza prescelta; tutte le altre frequenze passano col normale guadagno di 20 dB dell'amplificatore. La fig. 1 indica che la attenuazione è approssimativamente di 80 dB. L'effetto retroattivo è così stretto che la seconda e rimanenti armoniche di ordine superiore sono attenuate meno del 10%.

Il voltmetro a valvola dà una risposta piatta da 10 Hz a 100 kHz. Vi sono nove campi di fondo scala: 0,03-0,1-1,0-3,0-10-30-100 e 300; si ha una calibrazione da +2 a −12 dB con dei salti di 10 dB.

L'amplificatore incorporato permette un'amplificazione effettiva di 100 volte permettendo agevolmente di misurare bassi livelli di rumore di fondo e disturbi. La precisione globale è ±3% con praticamente nessuna influenza da parte di variazioni della rete o cambiamenti delle valvole. Sulla uscita è prevista la possibilità di connettersi ad un oscilloscopio per il controllo visivo del fenomeno.

Vi è anche incorporato un rivelatore lineare di RF che permette le misure dirette da una parte a RF da 500 kHz a 60 MHz in 6 bande.

## pubblicazioni ricevute

Dott. Ing. GAETANO MANNINO-PATANE', **La Tecnica Elettronica e sue applicazioni**, in due tomi ed una appendice di rispettive pagine XX-1172 e XVIII-234. Editore Ulrico Hoepli. Milano.

Il primo tomo (prezzo L. 1500) è suddiviso in tre parti. La prima parte tratta dell'elettrone e dei problemi inerenti; quali l'ottica elettronica, la piezo e la piroelettricità; dei tubi elettronici, studiandone accuratamente le applicazioni, le caratteristiche, anche dei tubi per onde ultracorte, per televisione ed usi speciali. Altrettanti capitoli sono dedicati alla conversione di frequenza, al rumore di fondo dei ricevitori, degli amplificatori e dei tubi, alla determinazione di alcune grandezze dei tubi termoelettronici in particolare della pendenza, della resistenza interna, del coefficiente di amplificazione, ecc.

La seconda parte tratta della polarizzazione e dei tubi di potenza, delle distorsioni, degli stadi di classe A, B, C ed AB, nonchè degli elementi teorici degli stadi contro fase, argomenti quest'ultimi svolti ampiamente dal lato analitico.

La terza parte, dei circuiti oscillatori, dell'amplificazione, delle varie regolazioni (volume, sensibilità e tono), dei filtri elettrici, della reazione negativa, della compressione ed espansione del volume. Interessante un capitolo dedicato al « decibel » e al « neper » due unità di misura non sufficientemente conosciute, il significato fisico delle quali sfugge perciò a moltissimi tecnici.

Il secondo tomo (prezzo L. 1800) è anch'esso suddiviso in tre parti. Nei primi capitoli l'A. tratta della cinematografia sonora, delle cellule fotoelettriche, dei microfoni, delle varie tecniche di riproduzione dei suoni (per via elettromagnetica o piezoelettrica), degli amplificatori, degli altoparlanti e dei complessi amplificatori.

La quinta parte è dedicata allo studio degli oscillatori, alla modulazione e demodulazione di ampiezza, ai radiotrasmettitori e ricevitori a modulazione di ampiezza. L'autore qui si diffonde, dando numerose notizie teoriche e pratiche, e si sofferma opportunamente in utili esempi di calcolo. Poi è la volta della trasmissione e ricezione in modulazione di frequenza.

In un capitolo successivo si parla degli strumenti di misura a tubi elettronici. Indi dei generatori di tensione a frequenze acustiche e delle curve di risposta.

L'ultima parte, la sesta, tratta di argomenti più particolari: dei moltiplicatori elettronici, dei tubi a raggi catodici, della televisione con riguardo ai problemi inerenti la trasmissione e la ricezione, ed infine delle più recenti applicazioni della tecnica elettronica.

Segue una appendice (prezzo L. 1200) nella quale sono raggruppate varie nozioni con l'intendimento sia di fornire un abbondante materiale teorico-pratico, sia di offrire al let-

(continua a pagina 34)

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino gommato numerato

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
*CERTIFICATO DI ALLIBRAMENTO*
*Versamento di L.* ....
*eseguito da* ....
*residente in* ....
*via* ....
*sul c/c N.* **3-24227** *intestato a:*
Editrice "IL ROSTRO„ s. r. l.
Via Senato, 24 - MILANO
*Addì* (1) .... 194
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
*N.* .... *del bollettario ch 9*
Bollo a data dell'ufficio accettante

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
*BOLLETTINO per un versamento di L.* ....
*Lire* .... (in lettere)
*eseguito da* ....
*residente in* ....
*via* ....
*sul c/c N.* **3-24227** *intestato a:*
**Editrice "IL ROSTRO„ - Via Senato, 24 - MILANO**
*nell'ufficio dei conti di* MILANO
**Firma del versante**
*Addì* (1) .... 194
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
*Tassa di L.* ....
Cartellino del bollettario
Bollo a data dell'ufficio accettante
L'ufficiale di Posta
Spazio riservato all'ufficio dei conti
Mod. ch. 8 bis
Ediz. 1940-XVIII

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
*RICEVUTA di un versamento di L.* ....
*Lire* .... (in lettere)
*eseguito da* ....
*sul c/c N.* **3-24227** *intestato a:*
l'Amm.ne della Rivista "l'Antenna„
Editrice "IL ROSTRO„ s. r. l.
Via Senato, 24 - MILANO
*Addì* (1) .... 194
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
*Tassa di L.* ....
numerato di accettazione
L'ufficiale di Posta
Bollo a data dell'ufficio accettante

**(1) La data dev'essere quella del giorno in cui si effettua il versamento.**

Indicare a tergo la causale del versamento

## Per abbonarsi

basta staccare l'unito modello di Conto Corrente Postale, riempirlo, fare il dovuto versamento e spedirlo. Con questo sistema, semplice ed economico si evitano ritardi, disguidi ed errori. L'abbonamento per l'anno prossimo (XXI della Rivista) è invariato: L. 2000 + 60 (i. g. e.)

tore una trattazione per quanto possibile, completa dei vari argomenti con riguardo alle resistenze, ai condensatori e alle induttanze. Precedono tali argomenti varie tabelle contenenti dati di funzionamento e connessioni interne di diversi tubi elettronici.

CESARE RIMINI, **Fondamenti di Radiotecnica Generale.** Di pagine XX-784, edito a cura di Nicola Zanichelli in Bologna durante il primo semestre del 1948. Prezzo L. 3500. netto.

Con vivo piacere abbiamo rivisto quest'opera che, stampata una prima volta nel 1934 e destinata ai laureati ai tecnici ed agli studenti degli istituti tecnici industriali, ristampata con notevoli miglioramenti di lì a poco nel 1938, esauritasi in breve volger di tempo, non era più stata ristampata per effetto di noti provvedimenti razziali.

Nell'avvertenza alla presente edizione l'autore scrive « molti anni sono trascorsi dalla epoca (1938) in cui il manoscritto è stato elaborato, ma, dato il carattere generale degli argomenti in esso trattati, ritengo che gli studiosi dell'appassionante disciplina non lo troveranno del tutto inutile ». Questa si deve quindi considerare come una ristampa della seconda edizione.

In essa l'A. dopo alcuni richiami di elettromagnetismo e di elettrostatica, passa in rassegna gli elementi dei circuiti elettrici (resistenza, induttanza, capacità). Segue un capitolo destinato alla teoria dei circuiti elettrici (circuiti semplici a costanti concentrate e circuiti accoppiati pure a costanti concentrate); un altro sulle reti di impedenze e sui quadripoli; poi il quinto sui circuiti elettrici a costanti distribuite, linee non dissipative e dissipative, con estremo aperto, chiuso in corto circuito o comunque chiuse; il sesto sui trasformatori e sui filtri; il settimo sugli elementi circuitali non lineari e sui circuiti differenziali; l'ottavo sui tubi elettronici, diodi, triodi, tetrodi e pentodi, tubi multipli.

Nella seconda parte l'A. tratta della irradiazione e propagazione delle onde elettromagnetiche; dei generatori (a scintilla; a triodi, in classe A, in classe B e C; autoeccitati, in cascata); della modulazione e rivelazione; delle stazioni radiotrasmittenti e radioriceventi; delle radiocomunicazioni direttive con cenni di radiogoniometria.

In appendice sono riportati richiami e complementi di carattere matematico che pur esulando dai programmi delle scuole secondarie, devono ritenersi necessari per una completa comprensione degli argomenti trattati.

MARINO CILLI, **Disegno Radioelettrico Normalizzato,** di pag. 162, edizioni dell'Ateneo, Roma. Prezzo L. 500.

NINO SOLINA, **Le Radiovalvole,** pag. VI-246, edito della Casa Editrice Marzocco, Firenze. Prezzo L. 500.

G. B. ANGELETTI, **Radio - Panorama delle nuove valvole riceventi americane,** di pag. 208, Editrice Radio Industria, Milano. Prezzo L. 600.

### ERRATA-CORRIGE

**ANTENNA DIRETTIVA PER O.U.C. 6291** di A. PEPE

Un vistoso errore è sfuggito all'autore nel tracciamento del disegno illustrante l'antenna stessa: la spaziatura dei dipoli è errata. Infatti la distanza tra il dipolo alimentato e il direttore più vicino non è 467 mm come risulta dal disegno ma 267 mm, cioè 1/10 λ come spiegato nel corso dell'articolo.

Nel primo paragrafo a riga 25 correggere « è data dal rapporto tra 360° e l'ampiezza del fascio in gradi. Ad esempio, con una ampiezza di 36° (ottenibile...) » ecc. Nel paragrafo « L'antenna a jota » alla terzultima riga sostituire « qualità » con « quantità ».

## piccoli annunci

**INTERESSANTI NOVITA'** tecniche, d'impiego e di presentazione, offre un notissimo tecnico, collaborando con un costruttore, italiano o estero, di ricevitori e di amplificatori. T. G. presso « l'antenna », via Senato 24, Milano.

**PRIVATO** cede annata 1936 ottimo stato (L. 2500), annata 1938 (L. 2000), annata 1940 (L. 2000), annata 1941, escluso n. 11, (L. 1500), annata 1942 (L. 2000). Rivolgersi « L'antenna » via Senato 24, Milano, che si incarica spedizione domicilio contro rimessa anticipata o contro assegno.

Spazio riservato per le comunicazioni del mittente:

**Per abbonamento 1949**

*

Parte riservata all'Ufficio dei conti.
N. ............ dell'operazione

Bollo a data dell'ufficio accettante

Dopo la presente operazione il credito del conto è di L. ............

Il Contabile

### AVVERTENZA

Il versamento in conto corrente è il mezzo più semplice e più economico per effettuare rimesse di denaro a favore di chi abbia un c/c postale.

Chiunque, anche se non è correntista, può effettuare versamenti a favore di un correntista. Presso ogni ufficio postale esiste un elenco generale dei correntisti che può essere consultato dal pubblico.

Per eseguire il versamento il versante deve compilare in tutte le sue parti, a macchina o a mano, purchè con inchiostro, il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non vi siano impressi a stampa) e presentarlo all'ufficio postale, insieme con l'importo del versamento stesso.

Sulle varie parti del bollettino dovrà essere chiaramente indicata, a cura del versante, l'effettiva data in cui avviene l'operazione.

Non sono ammessi bollettini recanti cancellature, abrasioni o correzioni.

I bollettini di versamento sono di regola spediti, già predisposti, dai correntisti stessi ai propri corrispondenti; ma possono anche essere forniti dagli uffici postali a chi li richieda per fare versamenti immediati.

A tergo dei certificati di allibramento i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari, cui i certificati anzidetti sono spediti a cura dell'ufficio conti rispettivo.

L'ufficio postale deve restituire al versante, quale ricevuta dell'effettuato versamento, l'ultima parte del presente modulo, debitamente completata e firmata

**Ai nuovi abbonati:** fino ad esaurimento delle poche copie disponibili, si invierà ai nuovi abbonati o a quanti lo desiderassero una copia del fascicolo speciale edito da "l'antenna„ in occasione delle manifestazioni commemorative del Cinquantenario Marconiano. Il fascicolo di circa 130 pagine di ricco contenuto tecnico e storico-documentario, verrà ceduto al prezzo di L. 200 (anzichè L. 300). Abbonamento a "l'antenna„ per il 1949 più il suddetto fascicolo speciale a prezzo ridotto L. 2200 + 60 (i. g. e.).

# RADIO D'ANDREA

**COSTRUZIONE SCALE PARLANTI PER APPARECCHI RADIO**

Via Castelmorrone, 19 - **MILANO** - Telefono 26.66.88

**N. 101** - **Scala Parlante** Tipo normale Form. cm. 15x30 con cristallo comune e a specchio a 2 - 4 gamme d'onda

**N. 102** - **Tipo speciale** Form. 15x30 pesante fondo nero con 4 lampadine d'illuminazione, speciale schermatura e cristallo trasparente a specchio a 2 - 4 - 6 gamme d'onda

**N. 103** - Tipo speciale per nuovo gruppo **A. F. Geloso 1961 - 1971** a 2 - 4 gamme d'onda

**N. 104** - **Scala Grande** Form. cm. 24x30 con manopole sul cristallo.

LE NOSTRE SCALE SONO ACCURATAMENTE COSTRUITE E SI GARANTISCE IL PERFETTO FUNZIONAMENTO

# RGR

*costruisce:*

l'apparecchio mod. RGR 36 - 5 valvole 4 gamme
l'apparecchio mod. RGR 48 - 5 valvole 2 gamme
la Scatola montaggio RGR 49 - 4 gamme
le Medie e i gruppi 2 e 4 gamme RGR

*vende:*

tutto il materiale DUCATI
tutte le parti staccate

**RINALDO GALLETTI RADIO - Corso Italia 35 - Telef. 30-580 - MILANO**

**RICHIEDETECI IL LISTINO**

# La Ditta F. A. R. E. F.

LARGO LA FOPPA, 6 - **MILANO** - TEL. 631.158

VI PUÒ FORNIRE LE PARTI STACCATE RADIO E MINUTERIE VARIE, SCATOLE DI MONTAGGIO COMPLETE DI OGNI PEZZO PER APPARECCHI MEDII E NORMALI

**LISTINI A RICHIESTA**

# PEVERALI FERRARI

CORSO MAGENTA 5 - MILANO - TELEFONO 86469

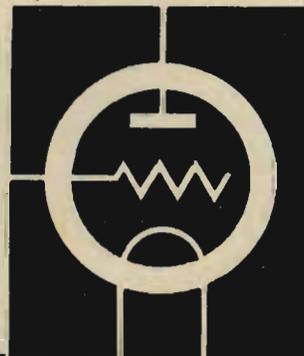
*Riparatori - Costruttori - Dilettanti*

Prima di fare i vostri acquisti
telefonate **86.469**
Troverete quanto vi occorre
RADIO - PARTI STACCATE
PRODOTTI GELOSO

**Tutto per la Radio**

ASSISTENZA TECNICA

MORADEI

Autorizzazione del Tribunale di Milano del 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Respons. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO - Tip. TIPEZ Via G. da Cermenate 56

CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S. T. E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

## ANTENNE ANTIPARASSITARIE

L'antenna SIEMENS risponde sia nel concetto che nella costruzione alle più esaurienti e peculiari esigenze che la moderna tecnica richiede ad una antenna verticale.

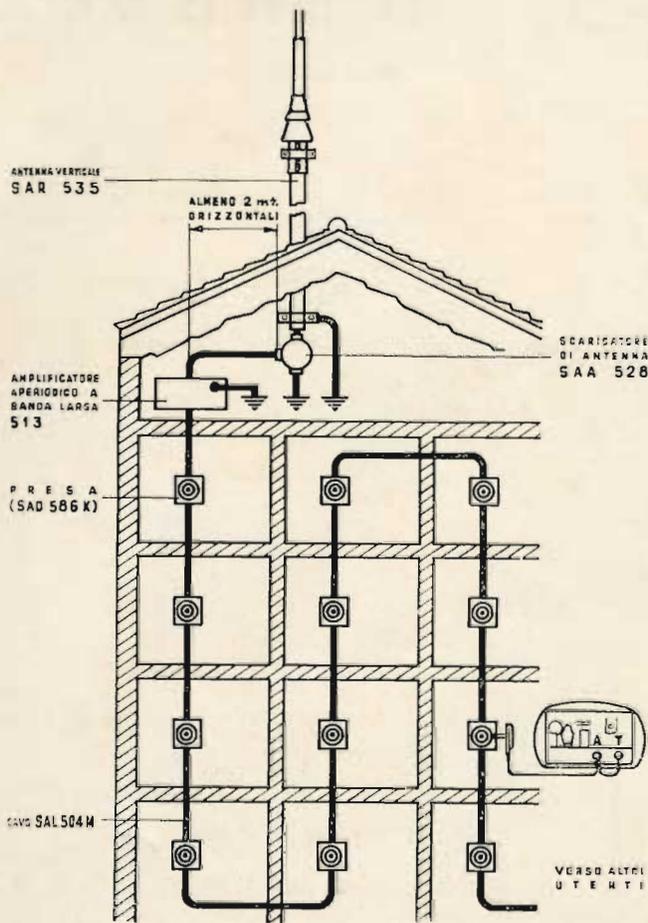
**Essa si distingue per la sua estetica e stabilità.**

Tra l'asta ricevente rastremata ed il sostegno è inserito un isolatore in materiale ceramico, a forma conica che meccanicamente li unisce e nel contempo li isola elettricamente.

**Tipi di impianti realizzabili:**
- **Singoli (per un utente)**
- **Multipli (per due fino a cinque utenti)**
- **Collettivi (per oltre cinque utenti)**

La SIEMENS è particolarmente attrezzata per gli impianti collettivi ad amplificatore che assicurano a tutti gli utenti collegati anche se in grande numero, una ricezione senza o solamente con un minimo di disturbi.

---

**SIEMENS** SOCIETÀ PER AZIONI
29 Via F. Filzi - MILANO - Via F. Filzi 29
Uffici: Firenze - Genova - Padova - Roma - Torino - Trieste

# IRIM

*Radio*

MILANO - Via Viminale, 6 - Tel. 293-798

**APPARECCHIO MODELLO**

| | |
|---|---|
| 194 | 9 |
| VALVOLE | 5 |
| GAMME | 2 |

**Ultima produzione di alta classe, perfetta nella tecnica impeccabile nell'estetica.**

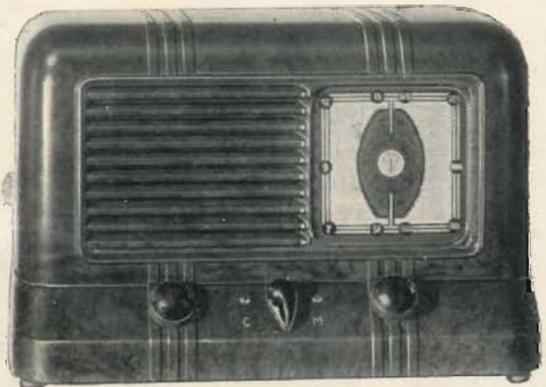
**Alimentazione universale in corrente ALTERNATA e CONTINUA.**

**Minimo consumo - Mobili in resine sintetiche esecuzione in nero, rosso, verde radica ecc.**

## MOD. 954

**5 valvole 4 gamme d'onda**

## RADIOTELAIO M 1

**Supereterodina 5 valvole. Il più semplice apparecchio, che può essere montato da tutti, in una nuova concezione tecnica.**

Ricorda
BURGESS
UNI-CEL
NO.2
BURGESS
LAMPADE E BATTERIE
RAPPRESENTANTI
PER L'ITALIA
LARIR
MILANO - Piazza 5 Giornate 1
TELEF. 55.671
LABORATORI RIUNITI INDUSTRIE RADIOELETTRICHE